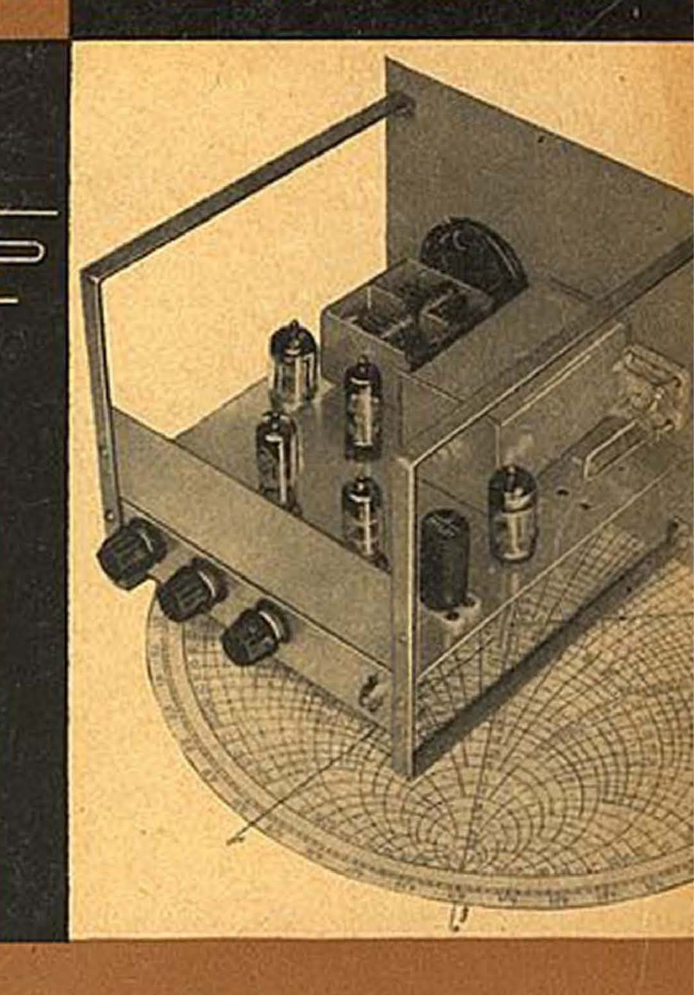
33

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Theo Reck

UHF-Empfänger

Der praktische Funkamateur · Band 33

UHF-Empfänger

Theo Reck

DM 2 AXO

UHF-Empfänger



Deutscher Militärverlag

Redaktionsschluß: 10. November 1962

Vorwort

Als vor einiger Zeit der Titel „Höchstfrequenztechnik und Amateurfunk“ in der Reihe „Der praktische Funkamateur“ vom Autor abgeschlossen wurde, waren DMs auf den UHF-Bändern eine Ausnahmeerscheinung. Heute bilden sie schon eine stattliche Anzahl, wenn man bedenkt, daß erst wenige Jahre verflossen sind, seit Amateure die Bühne der UFH-Technik betraten.
Den begonnenen Weg gilt es nun fortzusetzen. Einen Teil dazu soll der Inhalt dieses Heftes beitragen.
Zwei Aufgaben sind es, die ein Büchlein wie dieses erfüllen soll: einmal gemachte Erfahrungen und erprobte Dinge einem großen Kreis von Amateuren, „alten Hasen“ wie auch jungen Interessenten, zugänglich zu machen sowie neue Gedanken darzulegen, auf denen es sich lohnen könnte aufzubauen.
Möge es beitragen, den Kreis derer, die dieses Gebiet betreten, erweitern zu helfen.

Berlin, im Oktober 1962 — Theo Reck

Inhalt

1. Einführung in die UHF-Empfangstechnik

Auf der Funkverwaltungskonferenz von Genf 1959 wurden neue Festlegungen für die Verteilung der Frequenzen oberhalb 1,715 MHz getroffen. Neben den bekannten klassischen Amateurbändern sind den Amateuren die Bänder 144 ... 146 MHz (2-m-Band), 430 bis 440 MHz (70-cm-Band), 1250 ... 1300 MHz (24-cm-Band), 2300 ... 2450 MHz (12-cm-Band) und weitere in den Bereichen 3400, 5650, 10 250 und 21 000 MHz zugeteilt worden.

Leider ist das zur Zeit lockendste, nämlich das 24-cm-Band den Amateuren in der DDR nicht freigegeben.

Der folgerichtige Schritt vom 2-m-Band über das 70-cm-Band zum 24-cm-Band steht uns DMs vorläufig nicht offen, zumindest nicht in der Praxis. Aber ein Beispiel gibt zu denken: das 2-m-Band. Lange nachdem jenseits unserer Grenze das 2-m-Band schon populär war, konnte bei uns diese Frequenz für Amateure noch nicht freigegeben werden. Welch eine Flut von Protesten hagelte es auf die verantwortlichen Stellen — die doch wirklich nichts dafür konnten — von seiten UKW-besessener Amateure. Und dann war das Band frei, zumindest für den größten Teil der DDR. Was geschah aber? Nichts! Die gewiß nicht kleine UKW-Gemeinde brauchte eine wunderlich lange Anlaufzeit bis zu dem Zeitpunkt, an dem man von aktiven UKW-DMs sprechen konnte. Auf 24 cm sollte das nicht passieren.

Doch zur Technik: Empfangstechnik ist immer ein wenig komplizierter als Sendetechnik, und die UHF-Technik ist so umfangreich, daß es eigentlich notwendig wäre, eine ganze Reihe „UHF-Technik" im „Praktischen Funkamateur" erscheinen zu lassen, angefangen von den physikalischen Grundlagen bis zu den Bauanleitungen. Aber dazu gibt es genügend Fachbücher.

Das vorliegende Heft des „Praktischen Funkamateurs“ befaßt sich mit den Prinzipien der UHF-Empfangstechnik.

Um es vorwegzunehmen: Der Empfänger für die UHF-Bänder sollte grundsätzlich ein Superhet sein. Andere, einfache Empfänger, zum Beispiel Pendler, sollten nur ein Schritt in der Entwicklung zum Super sein beziehungsweise für Klein- und Portablestationen und Fernlenkanlagen zur Anwendung kommen, für die ersten Versuche also. Deshalb wird auch über diese Empfänger in den weiteren Kapiteln etwas gesagt werden.

Bei einem Superhetempfänger ist es im Prinzip gleichgültig, ob er als Vorsatzgerät für den Stationsempfänger (u. U. mit zweifacher Überlagerung) oder als komplettes Empfangsgerät gebaut wird. Wichtig sind die Betrachtungen über die elektrischen Eigenschaften. Selektivität, Störabstand, Rauschfaktor und vor allem Stabilität sind dabei Begriffe, die viel mehr als in der herkömmlichen HF-Empfangstechnik eine Rolle spielen.

Eine Verbesserung des Störabstandes kann durch folgende Maßnahmen erreicht werden:

1. Erhöhung der Sendeleistung;
2. Erhöhung der Antennenverstärkung;
3. Erhöhung der Empfindlichkeit der Empfangsanlage.

Es ist einleuchtend, daß der dritten Maßnahme wohl die meiste Bedeutung zukommt, da den beiden anderen durch den zunehmenden Aufwand (abgesehen von den Lizenzbestimmungen) eine Grenze gesetzt ist. Dagegen läßt sich eine Verbesserung der Empfindlichkeit durch geeignete Bauelemente und entsprechende Schaltungsaufbauten auch mit amateurmäßigen Mitteln erreichen. An die Stabilität des verwendeten Oszillators werden allerhöchste Anforderungen gestellt, so daß sich für Frequenzen über 100 MHz der quarzkontrollierte Oszillator als selbstverständlich empfiehlt. Als Nachteil ist

jedoch zu werten, daß dadurch der Frequenzbereich beträchtlich eingeengt wird.
Die Suche nach einem Signal im gesamten UHF-Band wird aber erschwert, besonders wenn im ZF-System eine hohe Trennschärfe verwendet wird. Dies läßt es wünschenswert erscheinen, den Betrieb auf einen schmalen Bereich des Bandes zu begrenzen, zum Beispiel von 432 bis 436 MHz. Man kann sich besonders bei der Suche nach schwachen Signalen wirksam auf diesen Teil des Bandes konzentrieren und ein ZF-System hoher Trennschärfe benutzen.
Auch wenn diese Fragen sorgfältig beachtet würden, wären wir von einem zufriedenstellenden Betrieb eines UHF-Empfängers noch weit entfernt. Die Wahl der Röhren spielt hier ebenfalls eine wesentliche Rolle, da mit zunehmender Arbeitsfrequenz Trennschärfe und Signal/Rauschverhältnis immer geringer werden. Diesen Problemen soll der folgende Abschnitt gewidmet sein. Auch auf die Verwendung von HF-Verstärkerstufen wird in einem gesonderten Abschnitt eingegangen. Die meisten zur Zeit verwendeten UHF-Konverter haben nur einen Mischer und einen Oszillator, denen eine oder mehrere ZF-Verstärkerstufen bei 30 bis 100 MHz ZF folgen. Der ZF-Verstärker muß unbedingt vorhanden sein, denn der Ausgangspegel eines UHF-Mischers ist zu niedrig, um einen zufriedenstellenden Betrieb mit einem durchschnittlichen Empfänger zu liefern, der normalerweise als ZF-System, das heißt als Nachsetzer verwendet wird. Um zufriedenstellende Ergebnisse zu erzielen, ist es notwendig, dem ZF-Verstärker besondere Aufmerksamkeit hinsichtlich seiner Rauscharmut zu widmen, vor allem, wenn die ZF 50 MHz oder mehr beträgt.

1.1 Röhren bei sehr hohen Frequenzen

Je höher der Frequenzbereich, desto mehr treten die Elektronenlaufzeit, die Frage der Anpassung der Röhre

an den Schwingkreis sowie die Röhrentoleranz in Erscheinung. Unter Berücksichtigung dieser wesentlichsten Gesichtspunkte entstanden für die kommerzielle Übertragungstechnik Spezialröhren wie Wanderfeldröhren und so weiter, auf die hier nicht eingegangen werden soll. Derartige Röhren sind dem Durchschnittsamateur ohnehin nicht zugänglich, so daß auf eine Darstellung verzichtet werden kann.

Was ist also bei der Wahl der Röhren für ein Empfangsgerät zu beachten?

Relativ am wenigsten Kopfschmerzen bereiten die Röhren für den Aufbau von Empfangsgeräten für das 70-cm-Band. Hier sind es handelsübliche Typen in Miniatur- und Preßglastechnik, die uns zur Verfügung stehen. Teilweise sind noch alte Röhren wie zum Beispiel LD 1, LD 5 greifbar, zum anderen stehen durch

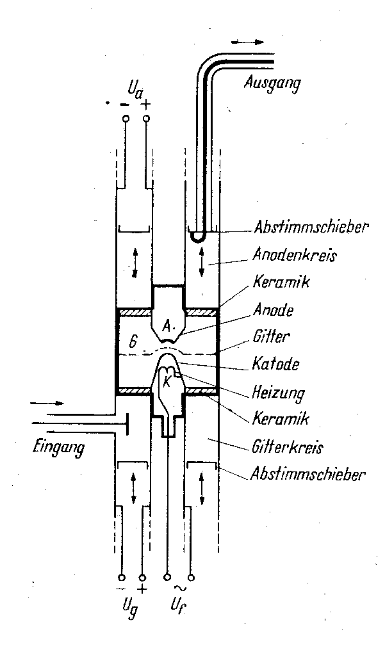


Bild 1
Schematische Darstellung einer Scheibenröhre im Koaxialkreis

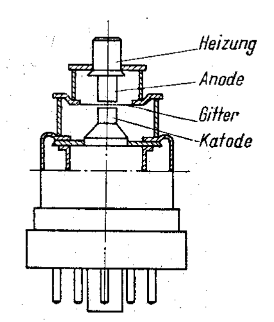


Bild 2
Schnitt durch den Aufbau einer Scheibenröhre

die voranschreitende Technik des Fernsehens – insbesondere in den Bereichen IV und V – moderne Röhrentypen zur Verfügung. Einen Überblick darüber gibt die Tafel 1. Problematischer sieht es für Frequenzen über 1000 MHz aus, also für 24 und 12 cm. Hier kommen nur noch Scheibentrioden in Betracht, andere Ausführungen sind völlig ungeeignet. Diese Röhren (auch in Abwandlungen als Leuchtturm-, Bleistift- bzw. Pencil- oder Raketenröhren bekannt) sind bereits in ihrer äußeren Konstruktion dem Schwingkreis angepaßt. Die Röhre muß bei diesen hohen Frequenzen integrierender Bestandteil des Schwingkreises sein und sich organisch in diesen einfügen. Nur so ist es möglich, die Kreisverluste auf ein Mindestmaß zu beschränken (siehe Bild 1). Aus Bild 2 ist zu ersehen, daß bei diesen Röhren die Elektroden nicht konzentrisch, sondern eben angeordnet und an zylindrische Flächen geführt sind. Der Anschluß ist dadurch ohne zusätzliche Zuleitungen möglich. Der Röhrenkörper besteht aus Glas oder Keramik mit geringen dielektrischen Verlusten. Derartige Röhren lassen sich bis zu einer Wellenlänge von 8 cm herunter verwenden. Eine Übersicht über die gebräuchlichsten Typen gibt Tafel 2. In HF-Verstärkerstufen für das 70-cm-Band sollte ebenfalls von dieser Technik Gebrauch gemacht werden, da damit ein wesentlich besseres Signal/Rauschverhältnis erreicht werden kann.

1.2 Schwingkreise

Die Grenzen der Schwingkreise, bei denen die Induktivität L und die Kapazität C durch konzentrierte Schaltelemente dargestellt werden können, liegen etwa bei einer Wellenlänge von 70 cm. Aber selbst dort hat eine Spule in der Praxis nur noch die Form einer Schleife beziehungsweise einer Haarnadel. Wir finden in dieser Ausführungsform den Übergang zum Leitungskreis mit einer Lecherleitung. Auf die physikalischen Probleme derartiger Leitungskreise soll hier nur kurz eingegangen werden, der interessierte Leser möge in der entsprechenden Fachliteratur nachschlagen.

Die obenerwähnte Haarnadelspule ist durchaus verwendbar bei einfachen Versuchsgeräten, doch genügt ein solcher Schwingkreis nur bescheidenen Ansprüchen. Die Güte derartiger Gebilde ist leider nicht allzu hoch. Das ist einmal dadurch begründet, daß man den Verlustwiderstand nicht im gleichen Maße verkleinern kann, wie ω L zurückgeht. Das Verhältnis dieser beiden Widerstände wird dadurch immer ungünstiger. Der andere Grund sind die nicht mehr zu vernachlässigenden Strahlungsverluste der Schwingkreiselemente in diesen Frequenzbereichen, was eine wesentliche Verminderung der Güte bewirkt. Die geringe Güte sowie das ungünstige L/C-Verhältnis solcher Kreise ergeben einen außerordentlich kleinen Resonanzwiderstand, der kaum noch einen praktischen Wert hat.

Ein wesentliches Schaltelement in der Höchstfrequenztechnik ist die homogene elektrische Leitung. Sie besteht im einfachsten Fall aus zwei parallel verlaufenden Leitern (Lechersystem), die durch ein bestimmtes Dielektrikum voneinander getrennt sind. Als Voraussetzung gilt, daß der Leiterabstand d klein gegen die Wellenlänge λ sein muß. Schließt man die Leitung an einem Ende mit dem Widerstand Ra ab, bezeichnet die

Leiterlänge mit l und den Wellenwiderstand der Leitung mit Z, so mißt man am Eingang der Leitung einen Widerstand Re, der sich aus der nachstehend aufgeführten allgemeinen Gleichung

$$Re = \frac{Ra \cos 2\pi \cdot l/\lambda + j\, Z \sin 2\pi \cdot l/\lambda}{\cos 2\pi \cdot l/\lambda + j \frac{Re}{Z} \cdot \sin 2\pi \cdot l/2} \; (\Omega)$$

ergibt. Auch der wenig in der Mathematik geübte Leser erkennt, daß das Verhältnis l/λ eine große Rolle spielt und weitgehend den Wert von Re bestimmt.

Eine solche Leitung kann je nach Art des Abschlußwiderstandes einen Schwingkreis, eine Kapazität, eine Induktivität oder auch einen Ohmschen Widerstand darstellen. Nachstehend sei nur das Verhalten als Schwingkreis beschrieben. Dafür muß Ra = 0 oder Ra = ∞ sein. Im ersten Fall ergibt sich

$$Re = j \cdot Z \cdot \tan 2\pi \cdot l/\lambda \; (\Omega)$$

und im zweiten Fall

$$Re = j \cdot Z \cdot \cot 2\pi \cdot l/\lambda \; (\Omega).$$

Man sieht, es handelt sich um Tangens- und Kotangensfunktionen, die periodisch die Werte 0 und ∞ aufweisen. Wann das der Fall ist, bestimmt das Verhältnis l/λ, zum Beispiel $l = \lambda/4$. Dann erhalten wir aus der Gleichung Re = ∞. Die Leitung verhält sich in diesem Fall wie ein verlustfreier Parallelschwingkreis.

Ein solches System muß nun nicht unbedingt als Parallelleitersystem aufgebaut werden. Vielmehr kann man auch die koaxiale Form wählen, wobei diese noch verlustfreier ist, da eine Strahlung nach außen nicht mehr auftritt.

Dem Verhalten nach folgt sie denselben Gleichungen wie die Parallelleitung. Die Verstimmung eines solchen Kreises erfolgt durch Verändern seiner elektrisch wirksamen Länge.

Wir erkennen also, welche Forderungen an einen Schwingkreis im UHF-Bereich zu stellen sind, um be-

friedigende Resultate zu erzielen. Das elektrische und das magnetische Feld müssen, um die Strahlungsverluste auf ein Minimum zu beschränken, völlig abgeschirmt sein, und der Wirkwiderstand soll durch möglichst große Flächen weitgehend verringert werden.

Lassen wir einmal die uns bekannten Formen von Schwingkreiselementen der traditionellen HF-Technik Revue passieren, so finden wir eine Induktivitätsform, bei der das Feld in sich geschlossen ist und die deshalb keine Streuung aufweist: die Toroid- oder Ringkernspule. Das Bild 3 zeigt die Verwandtschaft dieses Elementes mit den in der UHF-Technik verwendeten Formen, dem Topfkreis, dem konzentrischen Lechersystem (Leitungskreis) und dem Hohlraumresonator.

Bei ersterem ist es noch möglich, Kapazität und Induktivität zu definieren. Diese Schwingkreisform bietet sich besonders für Wellenlängen zwischen 25 cm und 100 cm, also auch für das 70-cm-Amateurband an.

Der Topfkreis geht aus einem konzentrischen (koaxialen) Zweileitersystem hervor. Die geometrische Länge entspricht einem oder mehreren Vierteln der Wellenlänge λ. Ein Leitungsstück mit einer Länge von $\lambda/4$, das an einem Ende kurzgeschlossen ist, wirkt bei Resonanz wie ein Parallelkreis (Bild 4). Enthält das Leitungsstück beziehungsweise der Topfkreis als Dielektrikum Luft und sind seine Verluste vernachlässigbar klein, so ist die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Erregerwelle gleich der im freien Raum. Die

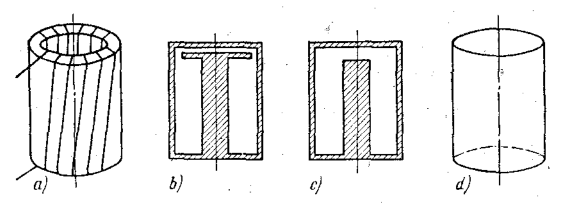


Bild 3 Vergleich der Toroidspule mit Mikrowellenkreisen; a) Toroidspule, b) Topfkreis, c) konzentrisches Lechersystem, d) Hohlraumresonator

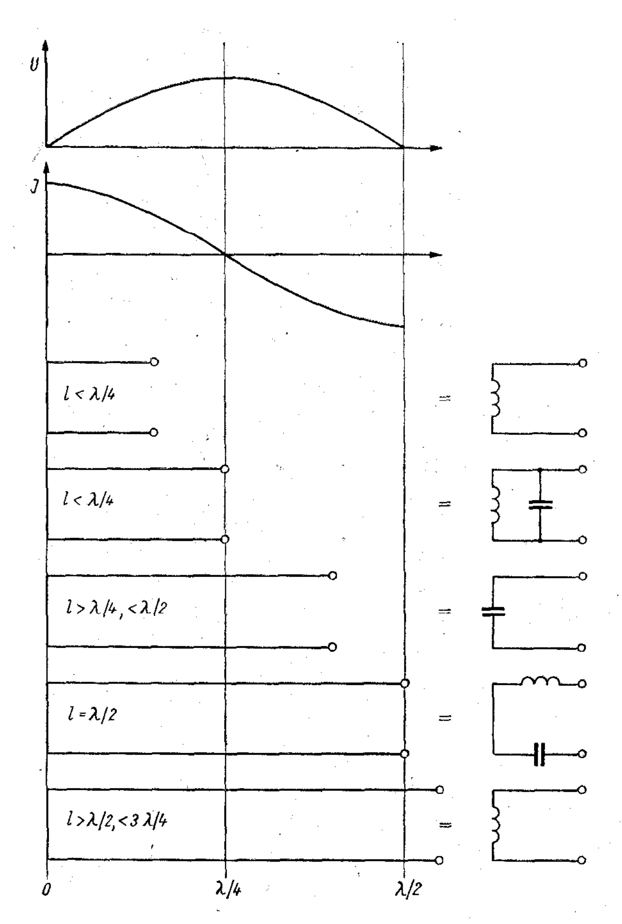


Bild 4 Erscheinungsformen einseitig kurzgeschlossener Leitungen

geometrische Länge des Topfkreises beziehungsweise der Leitung ist demzufolge gleich der elektrischen Länge. Wird das offene Ende des Leitungskreises durch eine konzentrierte Kapazität beschwert, dann wird die

geometrische Länge kürzer als die elektrische. Durch die Verwendung von Metallen mit hoher Leitfähigkeit als Stromleiter werden die durch Skineffekte verursachten Ohmschen Verluste bei Topfkreisen besonders klein, da die Fläche, auf die sich der Strom verteilen kann, relativ sehr groß ist. Bei allseitig geschlossenen Topfkreisen können keine magnetischen Feldlinien nach außen dringen, so daß keine Strahlungsverluste entstehen können. Durch die Luftisolation sind auch keine dielektrischen Verluste vorhanden. Die erzielten Kreisgüten lassen sich im allgemeinen nicht voll ausnutzen, da die zugeordneten Schaltelemente verlustbehaftet sind. Es dürfen deshalb nur solche mit kleinem Verlustwinkel verwendet werden.

1.21 Der Widerstand

Obwohl im Heft 19 des „Praktischen Funkamateurs" bereits auf das Verhalten von Bauelementen bei höheren Frequenzen eingegangen worden ist, sollen an dieser Stelle nochmals einige Probleme dieser Art behandelt werden. Neben den grundsätzlichen Forderungen der zeitlichen Konstanz, des niedrigen Temperaturkoeffizienten und des Fehlens von Thermokräften an den Übergangsstellen verschiedener Metalle werden an Widerstände im HF-Gebiet zusätzliche Forderungen gestellt, wie Frequenzunabhängigkeit des Widerstandsnennwertes, Belastbarkeit, geringes Rauschen und Phasenfehlerfreiheit, das heißt, der Widerstand soll keine zusätzliche Induktivität und Kapazität aufweisen.
Diese Zusatzforderungen führen zu folgendem Grundsatz: Bei HF-Drahtwiderständen muß die Drahtlänge, bei HF-Schichtwiderständen die wirksame Baulänge sehr klein gegenüber der Betriebswellenlänge sein. (Dieser Grundsatz erfordert unter Umständen besondere konstruktive Maßnahmen bei hochbelastbaren HF-Widerständen, wie zum Beispiel Wasserkühlung für künstliche Antennen bei UHF- und VHF-Sendern.)
Ein Strom durch einen Widerstand ist stets mit einem

Magnetfeld verbunden, das eine nicht erwünschte induktive Blindkomponente (Eigeninduktivität des Widerstandes) zur Folge hat. Der Spannungsabfall am Widerstand erzeugt ein elektrisches Feld, das eine kapazitive Blindkomponente (Eigenkapazität des Widerstandes), die ebenfalls nicht erwünscht ist, hervorruft.
Die Wirkung des elektromagnetischen Feldes kann man annähernd im Ersatzschaltbild (Bild 5) darstellen.

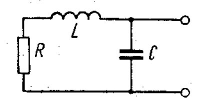


Bild 5 Ersatzschaltbild der Wirkung des elektromagnetischen Feldes an einem Widerstand

In Wirklichkeit existieren natürlich nicht nur eine einzige Induktivität, Kapazität und nur ein Widerstand, sondern mehrere verteilte derartige Größen. Mit zunehmender Frequenz muß deshalb bei der theoretischen Betrachtung auch eine weitere Unterteilung vorgenommen werden, so etwa, wie Bild 6 es zeigt.

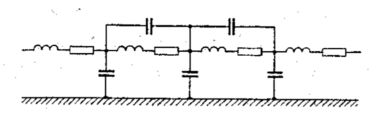


Bild 6
Untergliedertes Ersatzschaltbild der Wirkung des elektromagnetischen Feldes an einem Widerstand

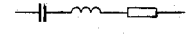
Auf die vektoriellen Darstellungen soll hier nicht weiter eingegangen werden, sie wurden bereits im Heft 19, S. 19, grundsätzlich gezeigt.
In der HF-Technik werden vorzugsweise Schicht-, gelegentlich auch Drahtwiderstände verwendet. Massewiderstände sind wegen ihrer geringen zeitlichen Konstanz, ihrer starken Temperaturabhängigkeit bei höheren Spannungen und vor allem wegen ihres Rauschens wenig geeignet. Drahtwiderstände mit niedrigen Widerstandswerten ($R < 100\ \Omega$) haben eine überwiegend induktive Blindkomponente, da infolge des großen Stromes durch den Widerstand die magnetische

Feldenergie vorherrscht. Bei Drahtwiderständen mit hohen Widerstandswerten und Schichtwiderständen überwiegt infolge der hohen Spannung zwischen den Widerstandsenden die Eigenkapazität des Widerstandes. Ferner ist noch auf eine wichtige Tatsache hinzuweisen: Alle Schichtwiderstände mit hohen Widerstandswerten (mit und ohne Wendel) haben die Eigenschaft, daß ihr Wirkwiderstand mit wachsender Frequenz abnimmt, weil ein Teil des Stromes über den kapazitiven Nebenschluß fließt.
Weiterhin sei noch erwähnt, daß veränderbare Schichtwiderstände (hochohmige Potentiometer) durch ihre unmittelbar benachbarten Anschlußfahnen und ihre Abschirmung relativ hohe Eigenkapazitäten haben und somit als HF-Spannungsteiler nicht geeignet sind.

1.22 Der Kondensator

Bereits bei Gleichstrom können bei einem Kondensator Verluste durch qualitativ schlechtes Dielektrikum auftreten. Liegt der Kondensator an einer Wechselspannung, dann ergeben sich zusätzliche Verluste durch die Polarisation der Moleküle des Dielektrikums. Während Verluste durch einen niedrigen Isolationswiderstand bei Gleich- und Wechselstrom entstehen, können dielektrische Verluste nur bei Wechselstrom, insbesondere bei HF, entstehen.
Die Verluste eines Kondensators können durch einen Ersatzwiderstand dargestellt werden, den man sich entweder in Serie oder parallel zu einer idealen (verlustfreien) Kapazität geschaltet denken kann, wie es Bild 7 zeigt. Beide Ersatzschaltungen sind durchaus gleichwertig. Auf die mathematische Beweisführung soll hierbei aber verzichtet werden.
Neben den Ersatzschaltbildern sind die entsprechenden Zeigerdiagramme dargestellt, was zum besseren

Bild 7 Kondensator mit induktiver Nebenkomponente bei sehr hohen Frequenzen



Verständnis bei der Erklärung des Verlustfaktors dient.

Als Verlustfaktor eines Kondensators bezeichnet man den Tangens des Winkels δ_C, um den der Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung gegenüber einer idealen Kapazität (mit dem Phasenwinkel 90 °) verkleinert wird.

Die handelsüblichen Isolierstoffe von HF-Kondensatoren haben Verlustfaktoren von $1 \cdot 10^{-3}$ bis $1 \cdot 10^{-4}$.

Die Ladeströme eines Kondensators erzeugen ein Magnetfeld, das eine unerwünschte induktive Blindkomponente verursacht.

Das tatsächliche Ersatzschaltbild eines Kondensators ist deshalb ein verlustbehafteter Serienresonanzkreis, wie es Bild 8 zeigt.

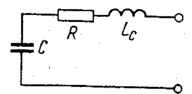


Bild 8 Ersatzschaltung des verlustbehafteten Kondensators

Durch die Eigeninduktivität L_C des Kondensators tritt eine Kapazitätserhöhung ein.

Mit
$$f_R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C \cdot L_C}}$$

(f_R = Resonanzfrequenz des aus C, L_C und R gebildeten Resonanzkreises) ergibt sich die wirksame Kapazität C' zu

$$C' = \frac{C}{1 - \left(\frac{f}{f_R}\right)^2}.$$

Bei Resonanz durchläuft der Wechselstromwiderstand einer technischen Kapazität ein Minimum, dessen Wert von den Verlusten abhängig ist. Die Eigeninduktivität L_C bestimmt man aus der Resonanzfrequenz f_R und der Kapazität C

$$L_C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_R^2 \cdot C}.$$

Im praktischen Gebrauch sind zwei Gruppen von Kondensatoren:

1. Kondensatoren mit Vakuum- oder Luftisolation (praktisch verlustlos und mit relativ niedrigen Kapazitätswerten) und
2. Kondensatoren mit Dielektrikum zur Kapazitätserhöhung (Isolations- und dielektrische Verluste).

Während die erste Gruppe fast nur veränderbare Kondensatoren enthält (Luftdrehkondensatoren), besteht die zweite Gruppe größtenteils aus Festkondensatoren, die entweder als geschichtete Kondensatoren (mit Glimmisolation) oder als Wickelkondensatoren mit Keramik- oder Papierisolation ausgeführt sind. In der HF-Technik finden nur Glimmer- beziehungsweise Keramik-Kondensatoren Verwendung.
In der Praxis lassen sich Resonanzwellenlängen sowie Eigeninduktivität von Kondensatoren überschläglich durch Faustformeln ermitteln. Die erste lautet:
Die Resonanzwellenlänge eines Kondensators ist annähernd gleich der Länge des Stromweges vom Anschlußpunkt bis zum äußersten Ende der Kondensatorplatte (Belag).
Bei Kondensatoren mit Dielektrikum ist dieser Wert mit $\sqrt{\epsilon}$ (ϵ = Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums, in Tabellen angegeben) zu multiplizieren.
Diese Formel besagt, daß eine hohe Resonanzfrequenz kurze Stromwege verlangt.
Mit einer weiteren Faustformel läßt sich die Eigeninduktivität eines Kondensators annähernd bestimmen:
Die Eigeninduktivität in μH ist gleich 0,0065 mal Baulänge des Kondensators in cm.
Das heißt also, mit wachsender Baulänge sinkt die Resonanzfrequenz, die Baulänge soll also sehr klein gegenüber der Betriebswellenlänge sein.
Die Anschlußfahnen sind allerdings hierbei nicht berücksichtigt worden, das heißt, sie sind klein gegenüber der Baulänge angenommen. Mit der so ermittel-

ten Eigeninduktivität kann man die Resonanzfrequenz mit

$$f = \sqrt{\frac{25350}{C_{(pF)} \cdot L_{C(\mu H)}}}$$

errechnen.

1.23 Spulen und Drosseln

Die Verluste einer Induktivität, die durch einen Serienwiderstand R_L zur verlustfrei angenommenen Induktivität L dargestellt werden können (Bild 9), setzen sich aus folgenden Komponenten zusammen:

$$R_L = R_{Leit} + R_{St} + R_{Fe} + R_d.$$

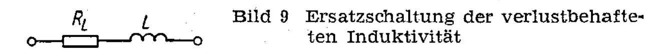


Bild 9 Ersatzschaltung der verlustbehafteten Induktivität

R_{Leit} ist der Leiterwiderstand, der durch den Ohmschen Widerstand des Spulendrahtes bedingt ist. Infolge der Skineffekte steigt R_{Leit} bei Wechselstrom gegenüber seinem Gleichstromwert R_0 proportional $\sqrt{f}$ an.
R_d berücksichtigt die dielektrischen Verluste des Isolationsmaterials des Spulendrahtes und des Spulenkörpers.
R_{ST} sind die Strahlungsverluste, die bei hohen Frequenzen sowie bei großen geometrischen Abmessungen der Größenordnung $l = \lambda/10$ (λ = Betriebswellenlänge) auftreten und proportional der vierten Potenz der Frequenz ansteigen.
R_{Fe} sind die Hysterese- und Wirbelstromverluste bei der Verwendung von Eisenkernen. Erstere wachsen proportional mit der Frequenz, letztere mit dem Quadrat derselben.
Da Eisenkernspulen in der Höchstfrequenztechnik ohnehin nicht in Frage kommen, entfällt dieser Faktor in unseren Betrachtungen und ist nur der Vollständigkeit halber angegeben. Neben den Verlusten hat jede Induktivität noch eine Eigenkapazität, die sich aus den Teilkapazitäten der Spulenwindungen

gegeneinander und gegen Erde zusammensetzt. Die Eigenkapazität ist eine Folge des elektrischen Feldes, dessen Feldenergie von der Höhe der Spannung zwischen den einzelnen Windungen und gegen Erde bestimmt wird. Mit wachsender Spannung steigt auch die Eigenkapazität. (Dies ist übrigens auch bei HF-Drosseln im Tankkreis von PA-Stufen von Bedeutung.)

Die Teilkapazitäten zwischen den Windungen lassen sich zu einer wirksamen Kapazität C_L zusammenfassen. Dann ergibt sich als Ersatzschaltung einer technischen Induktivität ein verlustbehafteter Parallelresonanzkreis, der weit unterhalb seiner Resonanzfrequenz

$$f_R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C_L}}$$

betrieben werden muß. Die Eigenkapazität C_L einer Spule berechnet man

$$C_L = \frac{1}{(2\pi \cdot f_R)^2 \cdot C}.$$

2. Empfänger für ultrahohe Frequenzen

Wie die vorausgegangenen Ausführungen zeigen, ist also der Aufbau von Empfangsgeräten für diese Frequenzen in weitgehendem Maße von den Bauelementen abhängig. Das gilt nicht nur für die grundsätzlichen Teile des Gerätes wie Röhre, Schwingkreis, Kondensatoren und Widerstände, sondern nicht zuletzt auch für die Zubehörelemente wie Stecker, Kabel, Lötverbindungen und ähnliches. Insbesondere bei den Bändern 24 und 12 cm sollte auf die Verwendbarkeit derartiger Teile geachtet werden.
Wie der grundsätzliche Aufbau des Empfängers sein soll, ist dem einzelnen überlassen. Wie man auf den klassischen KW-Bändern mit einem umfangreichen Doppelsuper dx machen kann oder auch mit dem mit mancherlei technischen Finessen versehenen 0-V-1 sowie mit dem Kleinsuper, so gibt es auch in der UHF-Technik die verschiedensten Möglichkeiten, wobei selbstverständlich gewisse Grundsätze nicht außer acht gelassen werden können. Vieles, was bei 70 cm noch möglich ist, läßt sich bei 24 und 12 cm nicht mehr zur Grundlage zufriedenstellend funktionierender Geräte nehmen.
Beim Thema Konverter für 24 und 12 cm hat allerdings der berühmte Satzanfang sämtlicher Rezepte „Man nehme . . .“ seine Daseinsberechtigung verloren. Die Auswahl an Bauelementen, die in diesen Frequenzbereichen überhaupt noch brauchbar sind, ist vom Standpunkt des Amateurs zur Zeit noch sehr gering. Hinzu kommt, daß die meisten dieser Dinge für den Amateur oft unerschwinglich sind.
Die VO Funk von Genf 1959 legte für die Amateure die Frequenzen 1250 . . . 1300 MHz und 2300 . . . 2450 MHz auf sekundärer Basis fest. Um so betrüblicher ist es für uns DMs, wenn uns das 24-cm-Band in abseh-

barer Zeit noch nicht zur Verfügung stehen wird. Zahlreiche kommerzielle Geräte, die auf diesen Bändern noch arbeiten, lassen eine Freigabe dieser Frequenz für Amateure nicht zu. Somit ist dem Amateur in DM der nächste Schritt nach 2 m und 70 cm verwehrt. Übrig bleibt dann 12 cm. Trotzdem sollen die wesentlichsten Grundzüge für den Aufbau von Empfangsgeräten für diese Bänder gegeben werden.

2.1 Einkreisige Empfänger

Manche Experten mögen an dieser Stelle warnend den Zeigefinger heben und gegen die Popularisierung von Geradeausempfängern protestieren. Zugegeben, wenn wir die Entwicklung auf dem 2-m-Band zum Vergleich heranziehen, stellen wir fest, daß der Geradeausempfänger seine Daseinsberechtigung verloren hat. Aber auch hier bestätigt wieder die berühmte Ausnahme die Regel, denn es sind in letzter Zeit einige Beschreibungen von leistungsfähigen Portablegeräten kleinsten Ausmaßes bekannt geworden, die durchaus Beachtung verdienen.
Abgesehen von der Tatsache, daß im 2-m-Band der Unterschied zwischen Pendler und Konverter geringer als im UHF-Gebiet ist, sprechen doch einige wesentliche Gründe für den einfachen Empfänger.
Mit ihm sollte der erste Schritt in das Neuland der Wellen unter 1 m getan werden. Er wird, neben der selbstverständlichen Meßleitung, der Frequenzmesser sein bis zum Empfang des ersten Signals einer Gegenstation, und er wird vor allem das Objekt ungezählter Erfahrungswerte für die weitere Arbeit sein.
Nachstehend deshalb einige Betrachtungen. Der Superregenerativempfänger, deutsch Pendelrückkopplungsempfänger oder kurz Pendler genannt, besteht aus einer Rückkopplungsschaltung, die in einem periodischen Wechsel eine überkritische, dann wieder eine unterkritische beziehungsweise gar keine Rückkopp-

lung bewirkt. Das heißt also, der Betriebszustand pendelt zwischen Schwingungseinsatz und Schwingungsdämpfung hin und her. Die Frequenz dieses Pendelvorganges liegt zwischen dem niederfrequenten Hörbereich und der Eingangsfrequenz. Es besteht die Möglichkeit, die Pendelfrequenz im Audion selbst oder aber in einer getrennten Röhre zu erzeugen. Die Prinzipschaltungen finden wir in den Bildern 10 und 11. Bild 10 zeigt die Erzeugung der Pendelfrequenz in einer getrennten Röhre.

Die Regelung der Rückkopplung erfolgt durch den Widerstand W_R, der den Arbeitspunkt des Audions einzustellen gestattet. Die Leistung des Pendelfrequenz-Oszillators (Rö 2) kann durch Ändern des Spulenabstandes (L_1, L_2) geändert werden. Gerade im Dezimeterbereich läßt sich die Pendelfrequenz auch im Audion erzeugen (Bild 11), da der Abstand der NF zur Pendelfrequenz und der Abstand der Pendelfre-

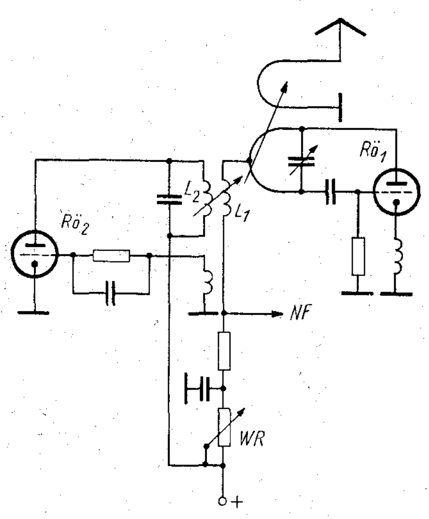


Bild 10 Prinzipschaltung eines Pendlers mit getrennter Röhre

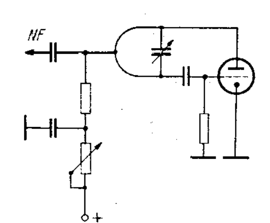


Bild 11
Prinzipschaltung eines Pendlers mit Erzeugung der Pendelfrequenz im Audion

quenz zur Eingangsfrequenz genügend groß gewählt werden kann.
Zusammenfassend noch eine einfache Darstellung der Wirkungsweise des Pendlers.
Sobald im Audion (Bild 11) Selbsterregung einsetzt, lädt sich der Kondensator C_G im Gitterkreis der Audionröhre auf. Bei entsprechender Bemessung der Gitterkombination und genügend großer Amplitude wird die Aufladung so groß, daß die Schwingung wieder aussetzt. Der Gitterkondensator entlädt sich daraufhin über den Gitterableitwiderstand R_g, womit die Schwingung erneut einsetzt. Die Momentamplitude der von der Antenne zugeführten HF bestimmt die Anfangsamplitude der anklingenden Schwingung und beeinflußt dadurch die momentane Pendelfrequenz und somit den mittleren Anodenstrom. Der Spannungsabfall am R_a im Anodenkreis schwankt somit im Rhythmus der NF, die an der angegebenen Stelle entnommen werden kann.

2.11 Pendelempfänger mit Normalschwingkreis

Für die ersten „Gehversuche" auf dem 70-cm-Band zeigt das Bild 12 einen ganz einfachen Empfänger, der in seiner Prinzipschaltung dem auf Abb. 11 entspricht, ein Pendelaudion also, für das zweckmäßigerweise eine Knopfröhre E1C (4671) Verwendung findet. Selbstverständlich eignen sich auch andere Röhren, wie die RL 1 2T1, RL 1 2T2, LV 1 und so weiter, von den modernen Typen EC 86 und ähnlichen abgesehen.

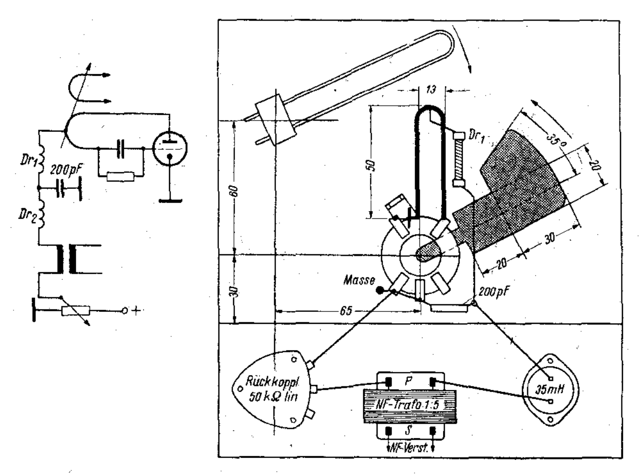


Bild 12 Schaltung eines einfachen Pendelaudions

Der Schwingkreis wird durch einen Drahtbügel von 50 mm Länge und 13 mm Leiterabstand (Drahtmitte zu Drahtmitte) und der Gitteranodenkapazität der Röhre gebildet. Das eine Ende des Bügels ist dabei unmittelbar an den Anodenanschluß der Röhrenfassung gelötet, während zwischen dem anderen Ende und dem Gitteranschluß die Gitterkombination von einem Widerstand 1 MΩ und einem Tauchtrimmer max. 25 pF liegt. Dieser ist vorteilhaft für die genaue Einstellung des Arbeitspunktes zur Erzielung einwandfreier Pendelschwingungen.
Die Abstimmung selbst wird mit einer Dämpfungsscheibe, die die Induktivität der Haarnadelspule verändert, durchgeführt. Zweckmäßig erweist sich eine veränderbare Antennenankopplung, die ebenfalls durch eine Haarnadelspule hergestellt wird.
Die Spulenbügel für Schwingkreis- und Antennenspule sollen aus möglichst versilbertem 3 mm starkem Kupferdraht hergestellt werden. Die Dämpfungsscheibe soll aus 1 mm starkem Kupferblech bestehen. Der dem

Gerät nachgeschaltete NF-Verstärker kann beliebig gewählt und den Bedürfnissen angepaßt werden.

2.12 Pendelempfänger mit Topfkreis

Die grundsätzlich gleichartige Schaltung, in ihrer Technik aber weitestgehend verbessert, zeigt das Bild 13. Der Schwingkreis wird hier durch einen Topfkreis dargestellt, dessen Güte, wie bereits ausführlich erläutert, wesentlich höher als die eines Drahtbügels nach 2.11 ist. Dieser Topfkreis besteht aus einem viereckigen Element, dessen Seitenwände aus etwa 1,5 mm starkem Kupferblech (notfalls Messing) hergestellt sind, das zweckmäßigerweise noch versilbert werden sollte. In die Grundplatte, die 3 mm stark aus dem gleichen Material gefertigt ist, wird der Innenleiter (ebenfalls Kupfer oder Messing) eingepaßt.
Die Abstimmung erfolgt durch einen Lufttrimmer, der bis auf eine Stator- und eine Rotorplatte verkleinert worden ist. Dieser befindet sich im Innern des Topfkreises. Die Achse ist nach außen zur Skala des Empfängers geführt.

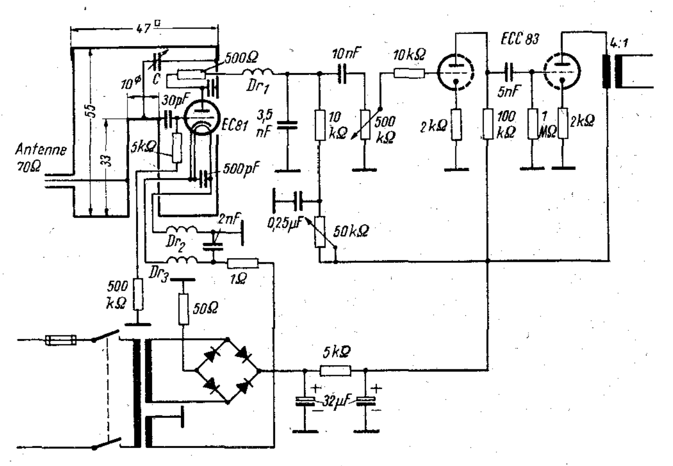


Bild 13 Schaltung eines 70-cm-Einkreisers mit Topfkreis

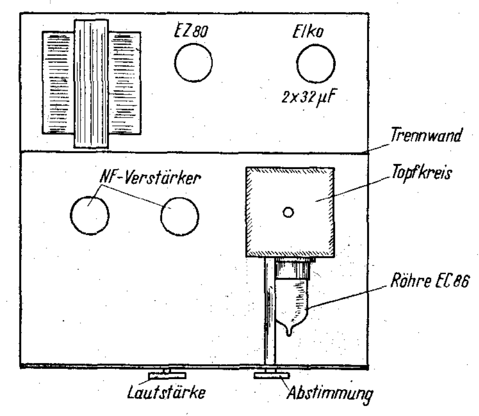


Bild 14 Aufbau des Empfängers nach Bild 13

Obwohl sich grundsätzlich die gleichen Röhrentypen wie in der Empfangsschaltung nach 2.11 eignen, soll die Verwendung aus rein mechanischen Gründen auf die EC 81, EC 84 und EC 86 beschränkt bleiben.
Die Röhrenfassung sitzt an der gleichen Seitenwand des Topfkreises wie der Abstimmkondensator. Die Röhre liegt also waagerecht. Der folgende NF-Verstärker weist keine Besonderheiten auf. Die Anordnung auf einem Chassis der dekadischen Amateurnorm mit den Abmessungen 200 mal 200 mal 200 mm zeigt Bild 14.

2.2 Superhetempfänger

Der Empfängertyp, der auch im UHF- und VHF-Bereich als Grundsatz anzustreben ist, ist der Superhet. Wie schon mehrfach ausgesprochen, ist es dabei gleichgültig, ob es ein kompletter Empfänger oder ein entsprechender Konverter vor dem Allbereichstationsempfänger beziehungsweise einem 10-m-Eingang ist. Die Prinzipien sind in beiden Fällen die gleichen, wobei dem Konverter von seiner Herstellung her der Vor-

zug zu geben wäre. Im Gegensatz zu Empfängern für die klassischen Kurzwellenbänder, bei denen der ZF-Kanal das Herz des Gesamtaufbaues darstellt, kommt hier der Oszillator- und Mischstufe die weitaus größte Bedeutung zu. Wenn auch im folgenden Beispiele erläutert werden, bei denen sich das Blockschaltbild in nichts von dem eines geläufigen Supers unterscheidet, ist doch den Abschnitten 2.21 und 2.22 besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Im Kapitel 2.3 sollen die wesentlichsten Schaltungsvarianten an Beispielen erläutert werden, wobei Punkt 2.34 einige Gedanken enthält, die es wert sind, eingehender untersucht zu werden.

2.21 Die Mischstufe

Die Aufgabe einer Mischstufe besteht darin, aus der Empfangs- und Oszillatorfrequenz die Zwischenfrequenz zu bilden. Die prinzipielle Arbeitsweise darf als bekannt vorausgesetzt werden.
Aus Rauschgründen führen im Dezimetergebiet bei Röhrenmischschaltungen nur Trioden in additiver Mischung zum Erfolg. Es können Katoden- sowie Gitterbasisschaltungen Verwendung finden. Um eine bes-

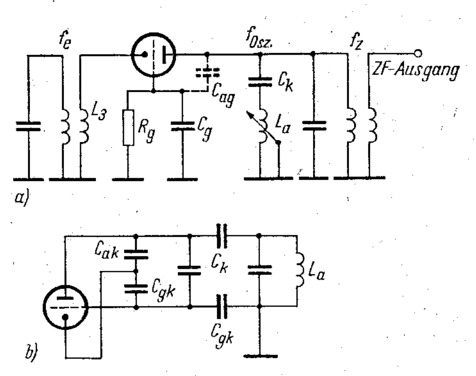


Bild 15 Prinzipschaltung einer selbstschwingenden Gitterbasis-Mischstufe mit ihrer Ersatzschaltung

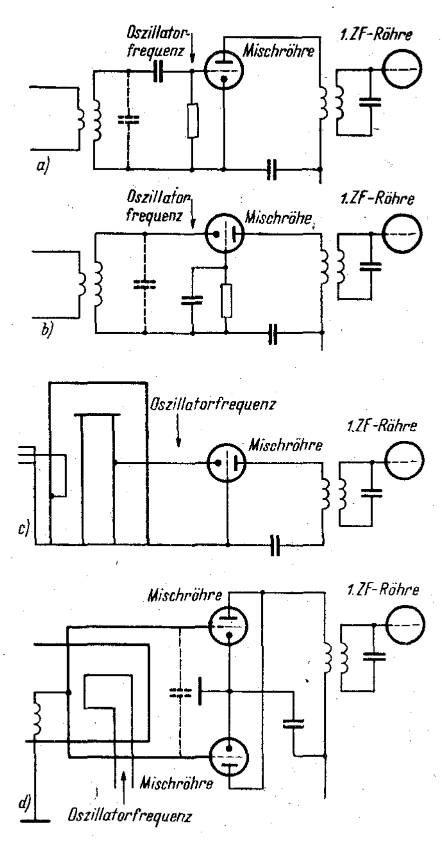


Bild 16 Mischschaltungen mit Röhren

sere HF-mäßige Trennung des Eingangs- und Ausgangskreises zu erzielen, wird der Gitterbasisschaltung meist der Vorzug gegeben. Bei Katodenbasisschaltungen bringt eine Gegentaktanordnung beachtliche Vorteile hinsichtlich der Kompensation des Rauschens. Die Rauschzahl von Triodenmischern ist etwa um das 3fache größer als die Rauschzahl der betref-

fenden Röhre allein. Bild 16 zeigt die wesentlichsten Prinzipschaltungen von Röhrenmischstufen.

Qualitätsgerechte VHF- und UHF-Verstärker sowie selbstschwingende Mischstufen lassen sich mit der eigens dafür, das heißt für Dezituner des SF-Bandes IV, entwickelten Spanngittertriode EC 86 (bzw. PC 86) aufbauen.

Eine Prinzipschaltung mit zugehörigem Ersatzschaltbild ist auf Bild 15 zu erkennen. Die Frequenz einer solchen Schaltung hängt ausschließlich von den Daten des Anodenabstimmkreises (Topfkreis) und den Röhrenkapazitäten ab, während Impedanzänderungen an der Katode nur geringen Einfluß haben. Die Eingangsimpedanz wird mittels einer Koppelschleife (L3 im Bild 15a) oder eines π-Gliedes an die vorgeschaltete HF-Vorstufe beziehungsweise den Antennenkreis angepaßt und die ZF über die UHF-Drossel Dr abgenommen. Die Schwingfähigkeit der Schaltung geht aus Bild 15b hervor (Dreipunktoszillator mit kapazitiver Spannungsteilung und geerdetem Gitter).

Gute Resultate lassen sich durch die Verwendung von Diodenmischern erzielen. Verwendbar sind hier selbstverständlich auch Röhren, wie sie speziell für diese Zwecke entwickelt wurden (z. B. SA 1, SA 100, RD 2,4 GA, RD 12 u. a.). Wesentlich vorteilhafter ist aber die Verwendung moderner Halbleiterdioden. Diese für Mischzwecke entworfenen und hochentwikkelten Bauelemente zeichnen sich durch sehr kleine Rauschzahlen aus. Dabei erreichen Siliziumdioden wesentlich günstigere Werte als Germaniumdioden. Letztere sind aber gegenüber Überlastungen unempfindlicher. Einige Typen von Siliziumdioden erreichen eine derartig niedrige Rauschzahl, daß man mit den für Amateure zugänglichen Röhren keine Vorstufe bauen kann, die imstande wäre, die Empfindlichkeit noch weiter zu steigern.

Allerdings muß darauf hingewiesen werden, daß Siliziumdioden gewissen fabrikationsmäßigen Schwankun-

gen ihrer Werte unterliegen und deshalb nur ausgesuchte Exemplare diese extrem günstigen Werte erfüllen. Sollten entsprechende Typen nicht zur Verfügung stehen, so sollte man sich bei höheren Ansprüchen doch zum Bau einer Vorstufe entschließen.
Einige Prinzipschaltungen von Diodenmischern zeigt Bild 17.

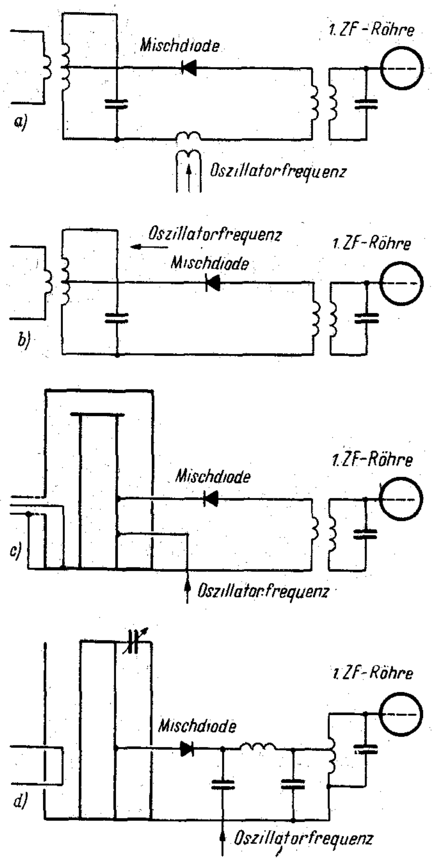


Bild 17 Mischschaltungen mit Dioden

2.22 Der Oszillator

In der herkömmlichen Überlagerungstechnik wird eine Empfangsfrequenz f_e mit einer variablen Oszillatorfrequenz f_0 so überlagert, daß sich eine konstante Differenzfrequenz, die Zwischenfrequenz, ergibt. Jeder OM, der sich mit dem Bau von Empfängern beziehungsweise Konvertern für die höheren Bänder befaßt hat, weiß, daß ab etwa 20 MHz schon die ersten Schwierigkeiten hinsichtlich der Konstanz des Oszillators auftreten.

Um diesen Schwierigkeiten aus dem Weg zu gehen, wird seit einigen Jahren ein anderes Verfahren angewendet. Bei diesem läßt man den ersten Oszillator auf einer festen Frequenz quarzgesteuert arbeiten, so daß sich eine veränderliche Zwischenfrequenz ergibt, die durch einen abstimmbaren zweiten Überlagerer erst in eine zweite feste Zwischenfrequenz übersetzt wird. In der Praxis wählt man die Oszillatorfrequenz so, daß für das 70-cm-Band eine ZF um etwa 30 MHz entsteht. Bei der Verwendung höherer Zwischenfrequenzen (auch 50 MHz ist üblich) ist mit Schwierigkeiten hinsichtlich Oberwellen, die in den ZF-Bereich fallen, zu rechnen. Für Konverter des 24- und 12-cm-Bandes ist eine ZF um 50 MHz durchaus üblich. Die Injektionsfrequenz des quarzgesteuerten Oszillators kann nur über Vervielfacherstufen erzeugt werden, wobei die Steuerstufe auf möglichst hoher Frequenz schwingen sollte. Aus ökonomischen Gründen wählt man aber die f_Q zwischen 7 und 10 MHz. Bei der Wahl vorhandener Quarze sollte man auf ein wenig Rechnen und Überlegen betreffs Spiegelfrequenzen nicht verzichten.

Ansonsten weist die Schaltungstechnik der Oszillator-Endstufe mit der bei 24 und 12 cm vorhandenen Spezialröhre keine Besonderheiten auf.

2.3 Einfache Konverter

Der Beginn, sei es auf Kurzwelle oder auf UHF-Bändern, wird immer ein Kompromiß zwischen möglichst geringem Aufwand und größtmöglichem Erfolg sein. Bei einfachen Konvertern gilt prinzipiell das gleiche, was schon bei den Pendlern gesagt wurde. Der Verfasser vertritt den Standpunkt, daß es genauso unsinnig ist, wenn der Newcomer auf KW statt mit dem 0-V-1 mit dem Bau eines hochgezüchteten Doppelsupers beginnt, wie wenn der Neuling im UHF-Gebiet sofort einen quarzkontrollierten Spitzenempfänger zur Grundlage seiner Arbeit machen will. Schritt für Schritt zu technischer Vollkommenheit muß hier, wie überall, die Devise sein. Man sollte deshalb ohne Minderwertigkeitskomplexe mit einfachen Schaltungen beginnen, um als Krönung des Ganzen mit den gewonnenen Erfahrungen „den" Empfänger zu bauen.
Das Problem „ganz" einfacher Schaltungen ist dabei nicht einmal nur die Stabilität, sondern auch die Störstrahlungsfreiheit. Wenn auch die Dichte der Stationen noch außerordentlich gering ist, sollte man doch lieber darauf verzichten, mit dem Konverteroszillator die gleiche oder gar größere Energie in die Antenne zu schicken als die, die man zur Funktion des Gerätes benötigt. Ein gewisser Mindestaufwand ist deshalb also schon erforderlich, den man nicht scheuen darf. Auch muß man dem Aufbau einige Sorgfalt widmen, dann werden die Ergebnisse entsprechend ausfallen. Wie solch ein einfaches Gerät für das 70-cm-Band aussieht, wird nachstehend beschrieben werden.

2.31 Ein 420-MHz-Konverter

Der in den Abbildungen 18 und 19 dargestellte Konverter ist zur Verwendung mit kommerziellen Empfängern als Nachsetzer vorgesehen. Die ZF beträgt 30 MHz, so daß er mit jedem Empfänger, der diesen Bereich überstreicht, verwendet werden kann. Es kann

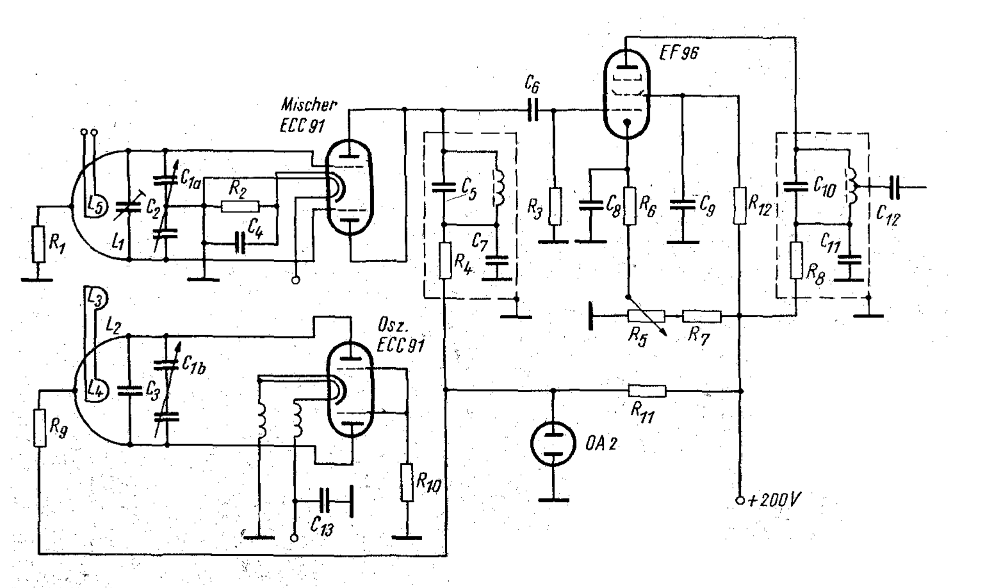


Bild 18 Konverter für das 70-cm-Band

auch ein FM-Rundfunkempfänger verwendet werden, vorausgesetzt, daß die ZF so geändert wird, daß sie dem Abstimmbereich des Empfängers entspricht. Dies wäre ein FM-Band 42...50 MHz oder das 88...108-MHz-UKW-Band. Allerdings sind CW-Signale ohne einen zusätzlichen BFO damit nicht aufzunehmen.
Ein solcher Konverter kann auch für den Empfang von Amateurfernsehsignalen im 420-MHz-Band benutzt werden, indem die ZF auf einen Fernsehkanal eingestellt wird, der nicht am Ort verwendet wird. Es ist ein Kanal im unteren Band (Band I) zu empfehlen. Der Mischer und die Oszillatorstufen verwenden ECC 91 im Gegentakt. Ein 30-MHz-ZF-Verstärker ist darin enthalten, da die Verstärkung der meisten Empfänger bei 30 MHz für einen guten Empfang nicht ausreicht. Die ZF-Stufe verwendet eine EF 96, die bei dieser Frequenz gut arbeitet. Soll die ZF jedoch auf den 90-MHz-Bereich verschoben werden, wäre es günstig, für eine angemessene Verstärkung und rauscharme

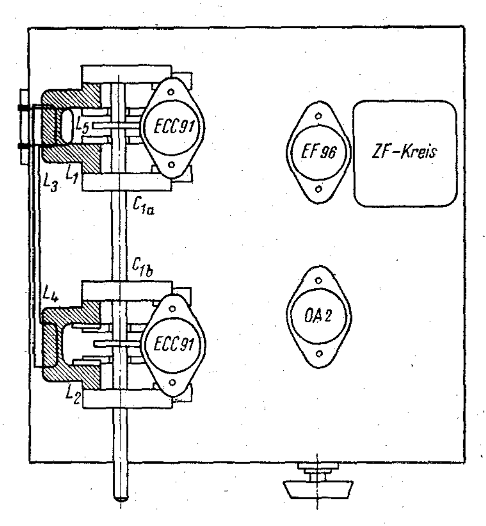


Bild 19 Aufbau des Konverters nach Bild 18

Charakteristik einen Kaskodekreis im ZF-Verstärker zu verwenden; Einzelheiten über den Kaskodeverstärker sind in den weiteren Punkten zu finden. Die Anodenspannung für den Oszillator und den Mischer wird durch eine Regelröhre auf 105 V gehalten.
Der Abstimmkondensator ist ein Doppelkondensator. Die Induktivitäten des Mischers und des Oszillators L_1 und L_2 sind U-förmig aus Kupferblech geschnitten und direkt an den Statorteil im Abstimmkondensator angelötet. Die Sockel der ECC 91 sind auf Träger montiert, die am Kondensator befestigt werden und die Verbindung ohne Zuleitungen mit Ausnahme der Sockelösen selbst ermöglichen. Die Paddingkapazität für den Oszillator wird durch zwei Kupferplatten hergestellt, die ebenfalls direkt an die Statorklemmen angelötet sind.
Die weiteren Aufbaueinzelheiten gehen aus dem Bild 18 hervor.

2.32 Konverter für das 70-cm-Band

Nachstehend soll eine Konverterschaltung beschrieben werden, die in vieler Hinsicht einen Kompromiß zwischen einfachem Aufbau, leicht erhältlichen und billigen Einzelteilen und zufriedenstellenden Ergebnissen darstellt.
Wie die Schaltung im Bild 20 zeigt, besteht der Vorsetzer aus einer HF-Stufe im Gegentakt, einem Mischkreis, einer ZF-Stufe sowie einem kristallgesteuerten Oszillator.
Die HF-Stufe, bestückt mit einer ECC 81, ist in herkömmlicher Technik mit Spule und Kondensator aufgebaut. Es empfiehlt sich, die ECC 81 auszusuchen. Für diese Röhre wird die Grenzfrequenz mit 380 MHz angegeben. Tatsächlich zeigen ausgesuchte Typen auch bei 430 MHz noch — für nicht allzuhohe Ansprüche — brauchbare Ergebnisse. Alle anderen „Normalröhren", auch die ECC 88, liegen in ihrer Grenzfrequenz tiefer. Wer natürlich den Aufwand nicht scheut, wird selbst-

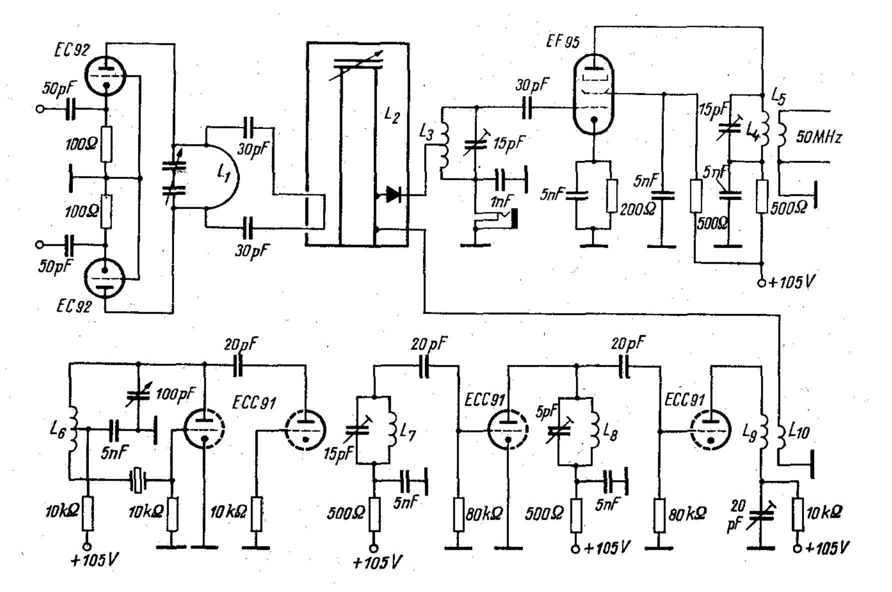


Bild 20 Konverter für das 70-cm-Band mit Topfkreis-Mischer

verständlich zu 2 mal EC 86 greifen und damit eine wesentlich höhere Qualität erreichen. Hier soll aber das billigere Bauelement ausschlaggebend sein.
Die hochfrequente Energie wird in die Katoden eingekoppelt. Im Anodenkreis der HF-Stufe liegt ein Schwingkreis, der, wie bereits erwähnt, aus einer Spule und einem Schmetterlingsdrehkondensator aufgebaut ist. Die Abmessungen der Spule, die unmittelbar am Drehko angelötet ist, gehen aus Bild 21 her-

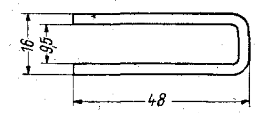


Bild 21
HF-Spule für den Konverter nach Bild 20

vor. Der anschließende Mischkreis ist in Topfkreistechnik aufgebaut. Im Originalgerät fand ein Topfkreis von „VEB Vorrichtungen Dessau" Verwendung. Er kann aber ebenso in quadratischer oder runder Form selbst hergestellt werden, wobei auf die am Schluß des Büchleins angegebenen Tabellen verwiesen wird. Der Aufbau solcher Kreise nach diesen und in der Fachliteratur angegebenen Tafeln erscheint in jedem Fall günstiger als vorgegebene Abmessungen, da oft nicht das entsprechende Material zur Verfügung steht.
Die Kopplungskondensatoren C_3 und C_4 sind etwa 10 mm vom geschlossenen Ende von L_1 angebracht. Die Einkopplung erfolgt niederohmig im Strombauch, also in der unmittelbaren Nähe des Topfkreisbodens. Die Mischdiode ist etwas weniger als $^1/_4$ der Länge des Innenleiters vom Topfkreisboden entfernt mit dem Innenleiter verbunden. Die Oszillatorfrequenz wird ebenfalls im unteren Viertel des Topfkreises induktiv eingekoppelt.
Der Oszillator selbst ist 4stufig kristallgesteuert. Die Grundfrequenz des Kristalls (7,07 ... 7,11) wird vervierundfünfzigfacht in den 4 Systemen von 2 Röhren ECC 91 (6J6).

Die Zwischenfrequenz (je nach Oszillatorfrequenz) von 50 ... 54 MHz wird nochmals in einer EF 96 verstärkt.

Da bei den wenigsten ein Empfänger für diese Frequenz vorhanden sein wird, ist es erforderlich, die oben angegebene Zwischenfrequenz nochmals auf eine brauchbare 2. ZF herunterzutransponieren. Die eleganteste Lösung stellt dabei zweifelsohne ein im Dezikonverter befindlicher 2. Mischer mit ebenfalls einem Kristalloszillator dar. Je nach den Verhältnissen der Anlage wird dann die Quarzfrequenz und damit die 2. ZF gewählt. Auf die genaue Beschreibung soll deshalb verzichtet werden. Die Schaltung zeigt Bild 20.

Hat man keinen geeigneten Quarz für den 2. Mischer zur Verfügung oder will aus bestimmten Gründen eine feste 2. ZF dem nachgeschalteten Empfänger zuführen, so kann man den 2. Mischer nach Bild 22 oder Bild 23 aufbauen. In beiden Fällen liegt die 2. ZF sehr niedrig und beträgt 1,73 beziehungsweise 1,5 MHz. Die Stromversorgung soll eine stabilisierte Spannung von 105 V und etwa 65 mA liefern. Der Aufbau kann auf

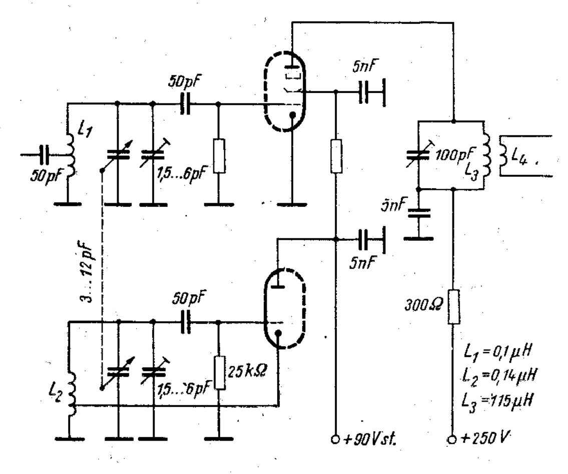


Bild 22 2. Misch- und Oszillatorstufe für 50 MHz

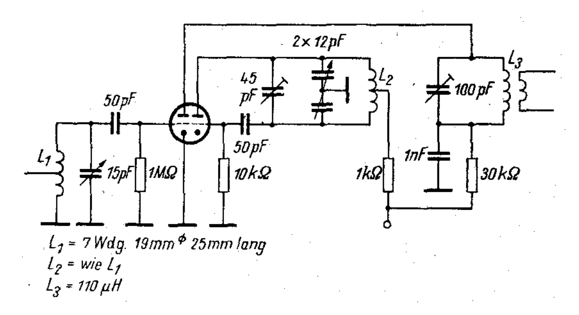


Bild 23 2. Misch- und Oszillatorstufe für 50 MHz

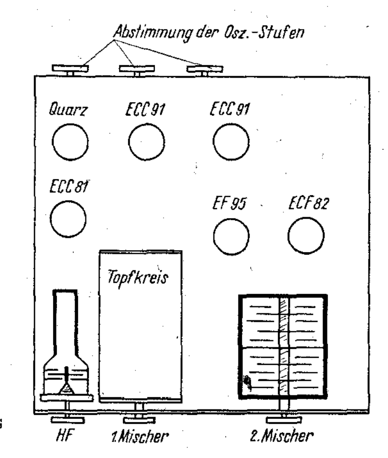


Bild 24
Aufbau des Konverters nach Bild 20

einem Chassis der dekadischen Amateurnorm der Größe 200 mal 200 mal 200 mm erfolgen und ist im Bild 24 gezeigt.

2.33 Kristallgesteuerter Konverter für das 70-cm-Band

Im Bild 25 wird ein kristallgesteuerter Konverter für das 70-cm-Band gezeigt, dessen Schaltung schon als Standardschaltung anzusehen ist. Er enthält eine HF-Verstärkerstufe in Gitterbasisschaltung, gefolgt von

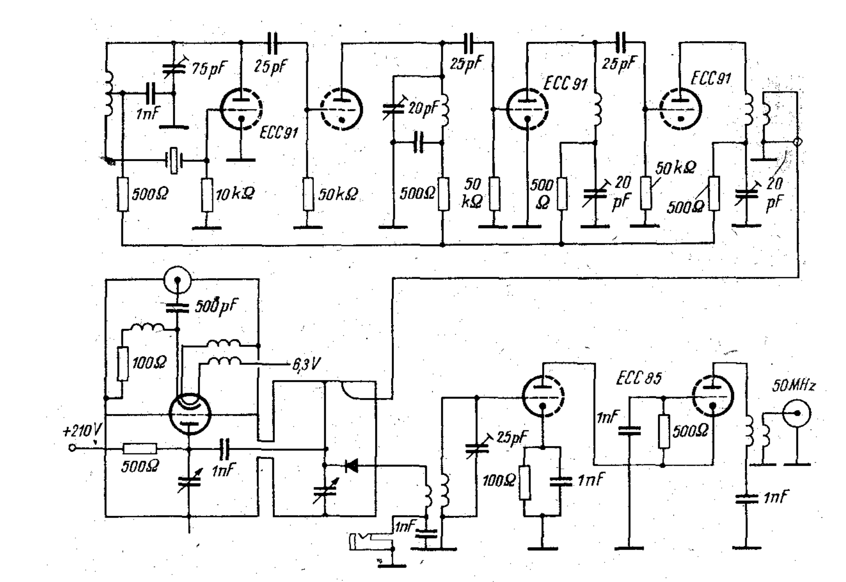


Bild 25
Kristallgesteuerter Konverter für 345 MH

einer Mischstufe, die mit einer Kristalldiode bestückt ist. Der Quarzoszillator ist 4stufig und vervielfacht die Quarzfrequenz von 7074 kHz auf das 54fache. Nach der Mischstufe folgt ein ZF-Verstärker in Kaskodeschaltung. Die resultierende ZF beträgt 50 ... 54 MHz, bezogen auf eine Eingangsfrequenz von 432 ... 436 MHz. Die einzelnen Stufen sind wie folgt aufgebaut:

HF-Stufe

Der HF-Kreis besteht aus einem quadratischen Topfkreis mit einem Innenkantenmaß von 32 mm. Die Länge beträgt 255 mm. Der Innenleiter ist aus Kupferrohr mit einem Durchmesser von 6,5 mm und einer Länge von 182,5 mm. Die verwendete Röhre ist eine EC 86 (6 AJ 4, 6 AM 4).
Der Kondensator C_9 ist eine Spezialanfertigung, bestehend aus zwei Kupferscheiben von 22 mm Durchmesser, deren eine unmittelbar mit dem Ende des Innenleiters verbunden ist, während die andere durch eine Feingewindeschraube — von außen zu bedienen — dieser genähert werden kann.

Mischkreis

Der Mischkreis besteht ebenfalls aus einem quadratischen Topfkreis mit den gleichen Innenkantenmaßen von 32 mm wie der HF-Kreis. Die Länge beträgt diesem gegenüber aber nur 140 mm. Der Innenleiter mißt 127 mm bei gleichem Durchmesser von 6,5 mm. Der fest einstellbare Kondensator C_{10} ist ein Miniaturtrimmer mit einer Kapazitätsvariation von 0,5 ... 5 pF. Als Mischdioden können die Typen 1 N 72, ED 704, ED 705, OA 513 oder ähnliche verwendet werden. Die Einzelteile des Aufbaus beider Stufen gehen aus dem Bild hervor.

Oszillator

In dem mit 2 ECC 91 bestückten 4stufigen Oszillator wird ein 7074-kHz-Quarz in seiner dritten Harmonischen erregt. Das zweite System der Rö 1 verdrei-

facht, ebenso das erste System von Rö 2. System 2 von Rö 2 verdoppelt auf die Frequenz 382 MHz, die induktiv in den Mischkreis eingekoppelt wird. Der gesamte Oszillator weist in seiner Schaltungstechnik keinerlei Besonderheiten auf.

Der Zwischenfrequenz-Verstärker

Die resultierende Zwischenfrequenz von 50 ... 54 MHz wird induktiv an den Gitterkreis der ZF-Stufe gekoppelt. Die Röhre ECC 84 arbeitet in Kaskodeschaltung. Diese Schaltungstechnik vereint in sich die Vorteile von Trioden- und Pentodenschaltungen, das heißt das geringe Rauschen einer Triode mit der Verstärkung einer Pentode. Die Ankopplung an den nachfolgenden RX erfolgt über ein Koaxialkabel.

2.34 Weitere Schaltungsvarianten

Im folgenden Abschnitt sollen einige Gedanken zu weiteren Möglichkeiten geäußert werden, die es wert sind, eingehend auf die Verwendung in UHF-Geräten des Amateurs hin untersucht zu werden. Die Überlegungen gehen hauptsächlich von Laboruntersuchungen bei der Entwicklung von TV-UHF-Konvertern aus, deren Grundsätze — mit gewissen Einschränkungen — durchaus auf Amateurgeräte übertragen werden können. Die erwähnten Einschränkungen ergeben sich naturgemäß aus der grundsätzlich anderen Aufgabenstellung von TV-Konvertern. Die Erfahrungen, die bei dem Versuch, derartige Konverter auf das Amateurband „hinzubügeln", gemacht wurden, zeigen die Grenzen derartiger Bemühungen. Trotzdem ist der Aufwand jedes solchen Experimentes nicht verschwendet.

Bild 26 zeigt nun eine derartige Schaltung, die für die Verwendung im UHF-Eingang eines TV-RX gedacht war und vom Verfasser den Verhältnissen des 70-cm-Amateurbandes rechnerisch angepaßt wurde. Im Eingang, dem ohne weiteres eine HF-Vorstufe vorgeschaltet werden kann, befindet sich der Mischkreis in Topf-

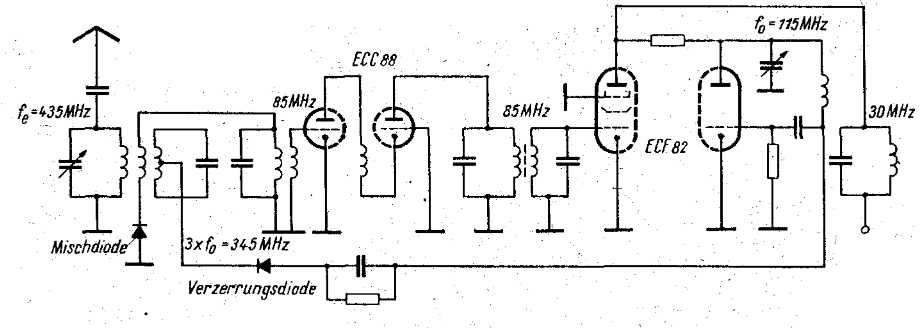


Bild 26 Prinzipschaltung eines Konverters wie unter Punkt 2.34 beschrieben

kreistechnik. Als Mischdiode kann jede entsprechende Type ED 704, 1 N 72 oder ähnliches verwendet werden. Als ZF-Verstärker folgt eine Kaskodestufe mit einer ECC 88 und eine zweite Mischstufe mit dem Pentodensystem der ECF 82. In deren Triodensystem wird eine Oszillatorfrequenz von f_0 = 115 MHz erzeugt. Mittels einer Verzerrungsdiode wird dem Eingangsmischkreis die dreifache f_0 = 345 MHz zugeführt. Die somit entstandene ZF_1 von 85 MHz wird im Pentodensystem der ECF 82 mit der Oszillatorgrundfrequenz f_0 = 115 MHz ein weiteres Mal gemischt, und zum Ausgangskreis erscheint die ZF_2 mit 30 MHz, die dem Nachsetzer zugeführt wird. Die Schwierigkeit, einen einigermaßen stabilen Oszillator für 115 MHz aufzubauen, läßt sich durch einen mehrstufigen Oszillator (kristallgesteuert) noch umgehen, wodurch die gesamte Anordnung selbstverständlich wesentlich umfangreicher wird.

2.35 Konverter für 24 cm

Es wurde schon gesagt: 24 cm ist für DM zur Zeit nicht diskutabel. Dieses Band ist gewissermaßen das äußerste, auf dem noch dem Amateur zugängliche Bauteile zu verwenden sind. Dies trifft wieder ganz besonders für die Röhren zu, wobei wir nicht die Kompliziertheit des mechanischen Aufbaus koaxialer Anordnungen mit den meisten von ihnen übersehen wollen. Auch andere Typen, wie zum Beispiel die immer noch greifbare LD 1, lassen sich verwenden. Die kürzeste Wellenlänge ist für diese Type mit 22 cm angegeben. Weitere solche „Veteranenröhren" sind die RD 2,4 Ta, RD 12 Ta sowie LD 11 und LD 12. Moderne Typen sind EC 560, EC 562, EC 55, EC 56 und EC 57 sowie aus amerikanischer Fertigung die 416-A. In der Mischstufe kommen grundsätzlich Halbleiterdioden zum Einsatz. Obwohl es auch Röhren für diese Zwecke gibt (z. B. LG 11), sind die mit Halbleitern erzielbaren Rauschzahlen wesentlich günstiger, wobei man im all-

gemeinen — auch bei kommerziellen Geräten — auf die Hochfrequenzverstärkung verzichtet und die Antenne unmittelbar an die Mischstufe ankoppelt. Als Oszillator kommt grundsätzlich nur ein kristallkontrollierter in Betracht. Für die in diesen Bändern — bei Amateuren — allgemein übliche Zwischenfrequenz von 50 ... 52 MHz und einen Empfangsbereich von 1296 ... 1298 MHz ergibt sich eine Oszillatorfrequenz von 1246 MHz, die durch eine f_0 von 7,69 MHz · 162 erreicht wird ($f_0 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 3$).
Bei dieser Anordnung läßt sich die fQ · 3 = 23,07 unter Umständen für die zweite Umsetzung der 1. ZF heranziehen. In den Vervielfacherstufen bis 200 MHz, gegebenenfalls auch bis 420 MHz kann die ECC 91 (6J6) Verwendung finden, darüber kommt nur eine Spezialröhre in Betracht. Vorteilhaft ist es, zwischen den letzten Oszillatorkreis, der selbstverständlich ein Rohrkreis ist, ein Rohrkreis-Bandfilter zu schalten, um das Rauschspektrum des Oszillators auf ein Minimum herabzudrücken.
Beim Ausgleich des Verlustes durch die Mischdiode sowie zur Anhebung des Nutzsignals ist es unbedingt erforderlich, einen ZF-Vorverstärker zu verwenden. Er soll möglichst empfindlich sein. Aus diesem Grunde bietet sich die Kaskodeschaltung, für die sich die ECC 88 (E 88 CC) sehr gut eignet, an.

2.36 Konverter für 12 cm

Grundsätzlich gilt hier zu allen Punkten das zu den Konvertern für 24 cm Gesagte. Die Wahl brauchbarer Bauelemente ist aber, worauf bereits hingewiesen wurde, ungleich schwieriger. Von den greifbaren Röhren sind hier nur die EC 560, die LD 11 und LD 12 zu verwenden. Die entsprechenden Schwingkreise müssen hier, um brauchbare Dimensionen zu erhalten, ein mehrfaches von $\lambda/4$ sein. Ein Blockschaltbild ist im Bild 27 dargestellt.

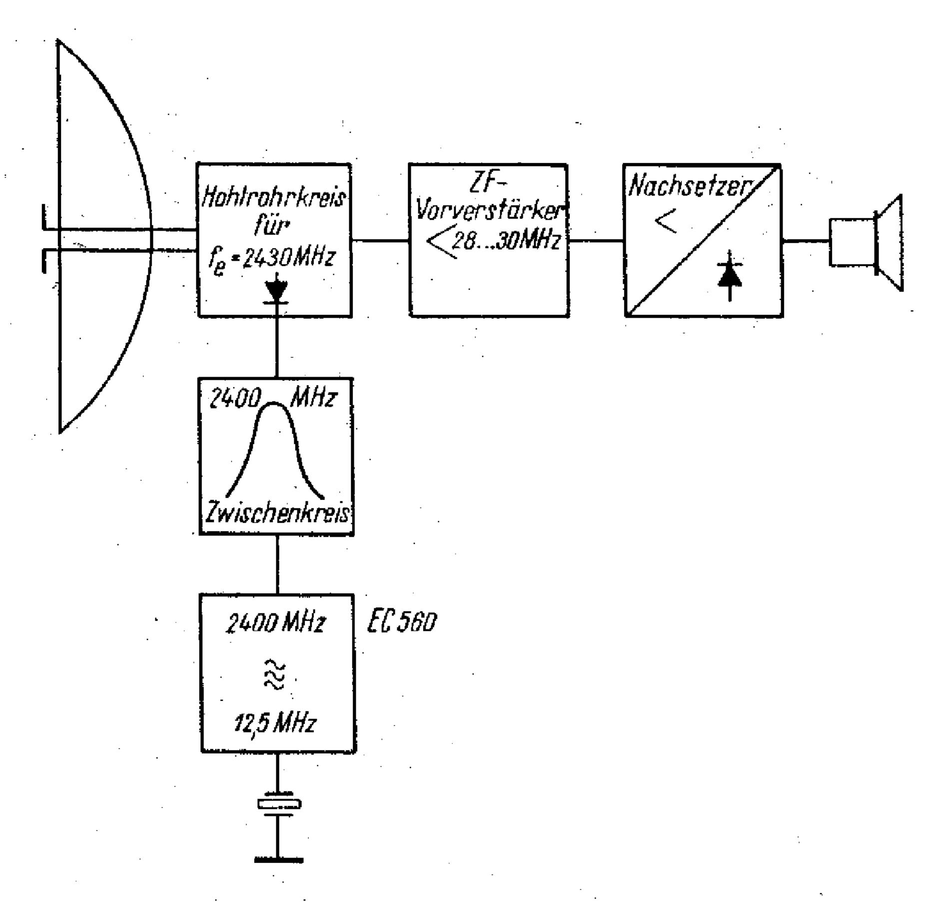
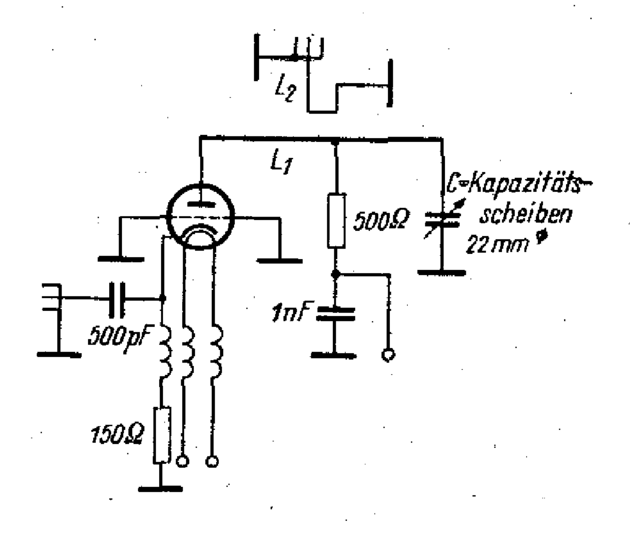


Bild 27 Blockschaltbild eines Empfängers für 2430 MHz

2.4 Der Hochfrequenzverstärker

Wie im Punkt 2.21 ausgeführt wurde, kann man mit ausgesuchten Mischdioden Eingangsstufen für UHF-Empfangsgeräte bauen, die auch verwöhnten Ansprüchen genügen. Hat man solche Dioden nicht zur Verfügung, läßt sich ein Ausgleich durch den Bau einer HF-Vorstufe erzielen, wobei der Aufwand nicht einmal sehr groß ist.
Der nachstehend beschriebene HF-Verstärker für 70 cm stellt im Beispiel eine getrennte Einheit dar, läßt sich aber bei einer gut durchdachten Konstruktion als eine Kammer in einem Empfängerchassis unterbringen.
Die Schaltung im Bild 28 zeigt einen Verstärker in Gitterbasisschaltung. Als Röhren sind Miniaturtypen EC 86, EC 81, 6 J 4, 6 AF 4, EC 92 oder spezielle UHF-

Bild 28
Schaltung einer HF-Vorstufe für 435 MHz



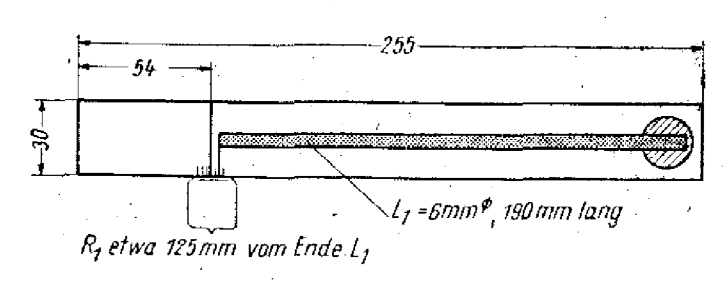


Bild 29 Aufbauschema der HF-Vorstufe für 435 MHz

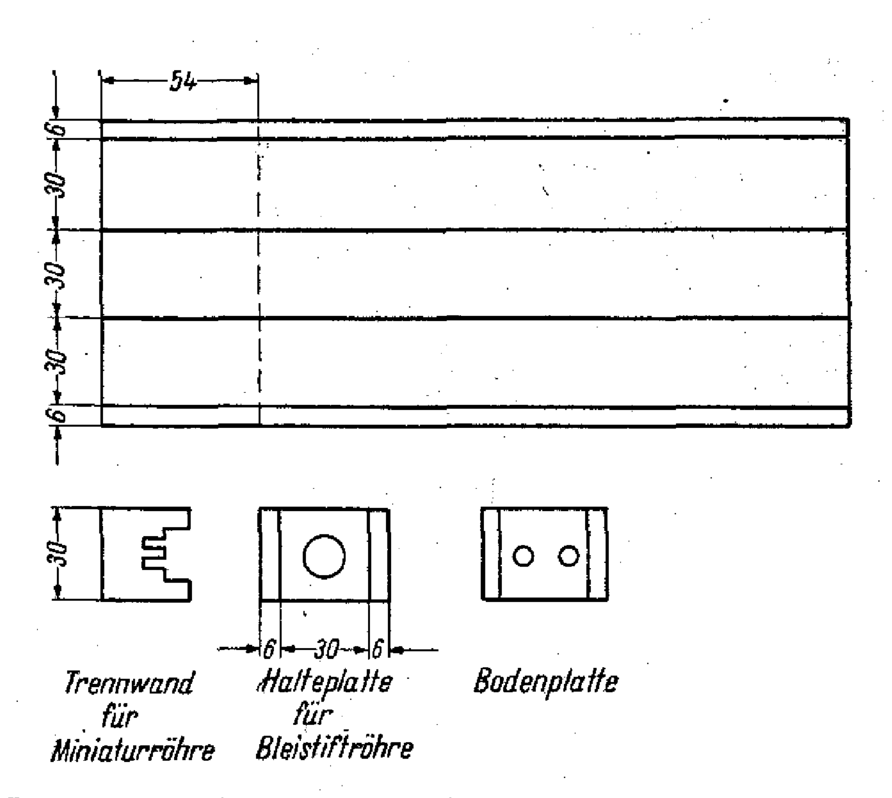


Bild 30 Montageteile der HF-Vorstufe

Trioden (Bleistiftröhren) zu verwenden. Nähere Erläuterungen der Schaltung erübrigen sich, der Aufbau geht aus den Bildern 29 und 30 hervor. Die Verstärkung beträgt etwa 12 dB. In der gleichen Weise ließen sich prinzipiell auch Verstärker für 1250 und 2300 MHz bauen. Der Realisierung von $\lambda/4$-Kreisen sind bei den Abmessungen in diesen Frequenzbereichen aber natürliche Grenzen gesetzt. Auswege bieten sich durch die Verwendung von Vielfachen, zum Beispiel $^3/_4$—λ- oder 1-λ-Kreisen. Die Mehrdeutigkeit solcher Anordnungen stellt aber ein besonderes Problem dar.

2.41 Der parametrische Verstärker

Seit einiger Zeit macht ein neuer Verstärkertyp von sich reden: der parametrische Verstärker. Nimmt man es ganz genau, ist es gar kein „Verstärker" im herkömmlichen Sinn. Die amerikanische Bezeichnung „mavar", abgeleitet von „**m**icrowave **a**mplification by **v**ariable **r**eactance", das heißt Mikrowellenverstärkung durch eine veränderliche Reaktanz, sagt schon viel mehr darüber aus. Diese „Verstärker" arbeiten ohne Röhren oder Transistoren. Das bestimmende Element bildet eine nichtlineare Kapazität oder Induktivität. Da bekanntlich ein Blindwiderstand keine Rauschleistung erzeugt, ist das Eigenrauschen in diesem Falle theoretisch Null. Man kann deshalb unter Verwendung des „parametrischen" Prinzips extrem rauscharme Verstärker bauen.

Nachstehend soll versucht werden, eine einigermaßen verständliche Erklärung für die Wirkungsweise eines solchen Verstärkers zu geben.

Stellen wir uns vorerst die Unruhe einer Uhr vor, bestehend aus Schwingmasse und Spiralfeder. Nimmt man von der in Bewegung befindlichen Unruhe plötzlich den mechanischen Antrieb fort, so schwingt diese in einer gedämpften Schwingung aus. Macht man nun im ersten Nulldurchgang des Drehwinkels die Spiralfeder ganz weich, das heißt, man verringert die Feder-

konstante, so kehrt die Unruhe erst bei einem wesentlich größeren Winkel zurück. Das heißt also, die Schwingamplitude wird größer. In diesem Umkehrpunkt würde nun der Spiralfeder die ursprüngliche Härte zurückgegeben. Das bedeutet wiederum, daß die Drehmasse durch den nächsten Nulldurchgang mit erhöhter Geschwindigkeit läuft. In diesem Moment soll die Feder wieder weich sein, so daß diese nächste Amplitude sich noch mehr vergrößert und so fort.

In dieser Form würde also das System entdämpft werden. Voraussetzung ist aber, wie wohl verständlich ist, daß die Federkonstanten-Änderung mit der doppelten Frequenz der Resonanzfrequenz des Federsystems und selbstverständlich phasenrichtig erfolgt. Übertragen auf den elektrischen Schwingkreis heißt das folgendes: Der Masse entspricht zum Beispiel die Induktivität und der Feder die Kapazität. Eine Änderung der Federkonstante entspräche dann einer Änderung der Kapazität, wobei hier genau wie beim mechanischen Beispiel die Änderung mit der doppelten Frequenz der Resonanzfrequenz des Schwingkreises erfolgen muß. Dies erreicht man, indem man eine Kapazität nimmt, deren Wert von der angelegten Spannung abhängt (z. B. Sperrkapazität einer Diode), und an diese eine Wechselspannung „großer" Amplitude (genannt „Pumpspannung") anlegt. Auf die weitere Schaltungstechnik soll hier an dieser Stelle nicht näher eingegangen werden, da einmal entsprechende Bauteile, insbesondere die Dioden, augenblicklich den Amateuren nicht zur Verfügung stehen, zum anderen eine große Portion Erfahrung sowie einige Fachkenntnisse zum Aufbau derartiger Spezialanordnungen gehören. Trotzdem wären alle Abhandlungen über UHF-Empfänger ohne Ausführungen über den parametrischen Verstärker unvollständig. Zusammenfassend zu diesem Thema noch einmal: Es lassen sich sehr gute Rauschzahlen erreichen (bei 780 MHz 1 dB) sowie außerordentliche Empfindlichkeiten, wie bei 70 cm Wellenlänge 1 kT_0.

Der Nachteil liegt in der Instabilität. Das Betriebsverhalten ist dem eines stark rückgekoppelten Verstärkers ähnlich.

2.5 Der Zwischenfrequenzverstärker

Bei der Betrachtung der Zwischenfrequenzverstärker ist es erforderlich, zwei Verstärkergruppen zu unterscheiden. Es ist einmal der Zwischenfrequenzverstärker, der zwischen UHF-Konverter und zweitem Mischer liegt, und zweitens der ZF-Verstärker, der dem zweiten Mischer folgt, also im Nachsetzer vorhanden ist. Während bei letzterem eine qualitativ gute Übertragungseigenschaft – bezogen auf Bandbreite und Übertragungsgüte des Verstärkers – im Vordergrund steht, sind es beim ZF-Vorverstärker Empfindlichkeit und Rauscharmut, die seine Konstruktion bestimmen. Dies tritt bei zunehmenden Frequenzen um so stärker in Erscheinung.

2.51 Der ZF-Verstärker im Nachsetzer

Wie bereits mehrfach besprochen, dürfte bei den meisten UHF-Amateurstationen ein üblicher KW-Empfänger, gleich ob kommerzieller Herkunft oder Eigenbau, als Nachsetzer Verwendung finden. Die praktischen Gründe dieser Anordnung brauchen wohl nicht erläutert zu werden. Dennoch sind hier einige Überlegungen angebracht. Grundsätzlich ist einmal zu sagen, daß es eine falsche Auffassung ist, eine UKW- beziehungsweise Dezistation unter der Voraussetzung des ausschließlichen A_3-Betriebes aufzubauen. Es dürfte sich inzwischen herumgesprochen haben, daß bei Weitverbindungen, insbesondere bei Scatter-, Auroraverbindungen und so weiter cw Trumpf ist. Diese Erkenntnis und einige andere Gründe lassen es ratsam erscheinen, eine Bandbreitenregelung vorzusehen. Es sind dabei natürlich – zumindest bei den derzeitigen

Bandbelegungen – keine extrem schmalen Bandbreiten erforderlich wie auf KW.
Man kann das durch einfache Schaltungen, wie zum Beispiel mit schaltbarer Koppelspule, Differentialdrehko, über die die Fachliteratur ausreichend Auskunft gibt, bewerkstelligen.
Das Röhrenrauschen kann hier vernachlässigt werden. Über den Aufbau selbst braucht wohl an dieser Stelle nichts erläutert zu werden, da die Prinzipien hinreichend aus der herkömmlichen HF-Technik bekannt sein dürften.

2.52 Der ZF-Vorverstärker

Schon wegen der Tatsache, daß Mischdioden nicht verstärken, sondern im Gegenteil eine Abschwächung des Signals bewirken, ist eine ZF-Vorverstärkung erforderlich. Für moderne, zeitgemäße UHF-Konverter hat sich bereits eine qualitativ gute Verstärkerschaltung eingebürgert. Diese ist zwei- oder dreistufig und besteht im wesentlichen aus einem Kaskodeverstärker mit nachfolgender Pentodenstufe oder, bei zweifacher Überlagerung, mit anschließender Mischstufe.
Die Bilder 31 und 32 zeigen diese zwei Prinzipschaltungen. Im Bild 31 wird, da in dieser Schaltung eine relativ hohe 1. ZF erzeugt wird, von zweifacher (insge-

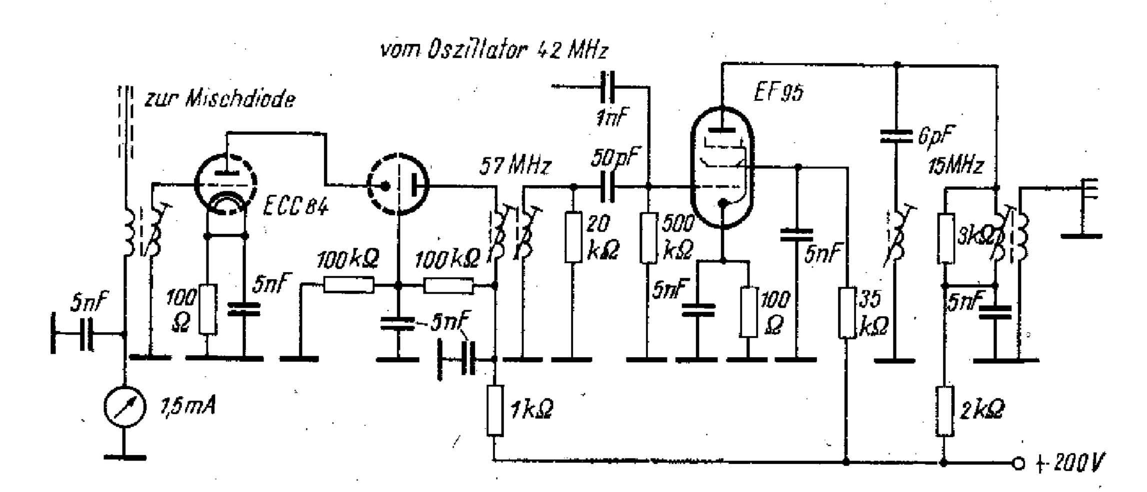


Bild 31 ZF-Vorverstärker hoher ZF mit zweifacher Überlagerung

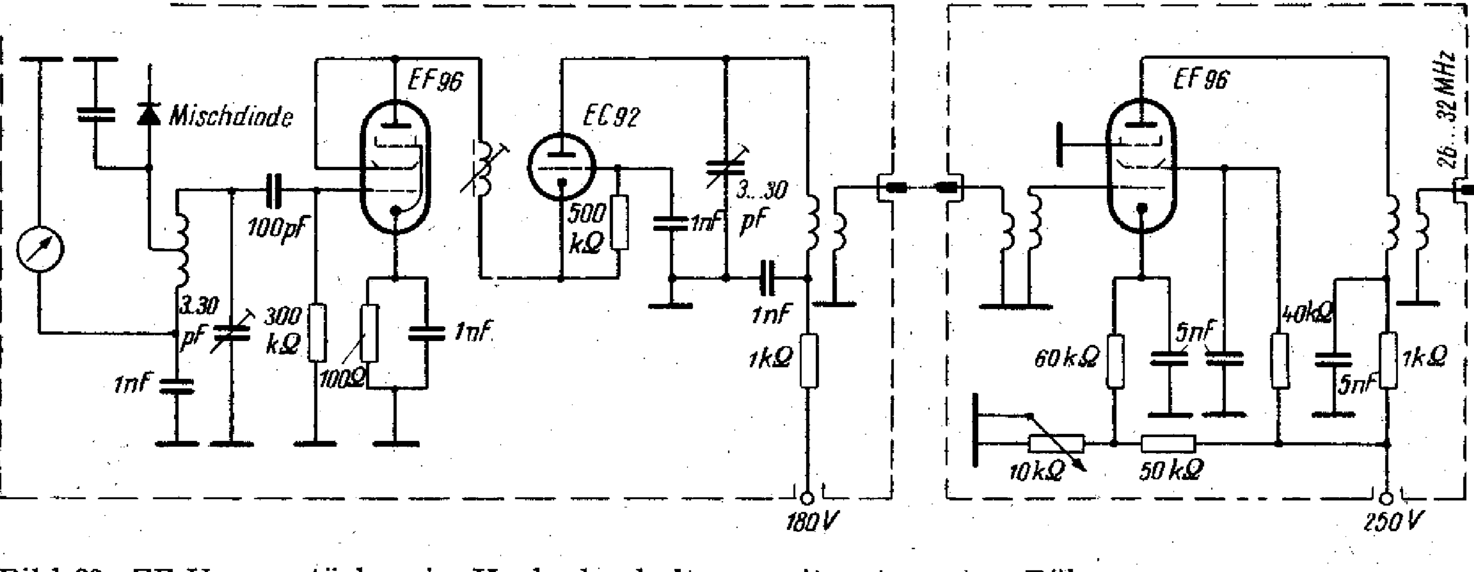


Bild 32 ZF-Vorverstärker in Kaskodeschaltung mit getrennten Röhren

samt also dreifacher) Überlagerung Gebrauch gemacht. Als Injektionsfrequenz für diese Mischstufe dient die aus der Verdreifachung der 1. Oszillatorstufe vorhandene Frequenz. Die ZF-Kreise am Eingang der Kaskode sowie zwischen Kaskode und Mischer sind fest auf Bandmitte abgestimmt. Dabei ist selbstverständlich für ausreichende Durchlaßbreite Sorge zu tragen. Bild 32 zeigt den ZF-Vorverstärker in Geradeausverstärkung. In dieser Schaltung wird eine ZF von 26 bis 32 MHz erzeugt, die für einen Stationsempfänger dieses Frequenzbereichs (10-m-Band) vorgesehen ist. Bei dieser Schaltung wird empfohlen, für die Kaskode getrennte Röhren zu verwenden, da die Stufen im Hinblick auf die relativ niedrige ZF besser voneinander getrennt werden können. Man vermeidet damit unerwünschte Rückkopplungen in diesen Stufen. Auch hier sind alle Kreise breitbandig abgestimmt. Die Pentode arbeitet als Spannungsverstärker, und die Verstärkung kann mit Hilfe eines Potentiometers beliebig geregelt werden. Kaskode- und Pentodenverstärker sind getrennte Einheiten.
Die Verstärkung liegt bei etwa 30 dB. Grundsätzlich lassen sich eine Vielzahl von Möglichkeiten für die Injektions- und Zwischenfrequenzen zeigen. Wichtig ist aber stets die Überlegung, welche Kombinationsfrequenzen außer den gewünschten noch entstehen können. Unter Umständen ist der Einbau eines Saugkreises erforderlich, der die Störfrequenz vom nachgeschalteten Empfänger abhält.

2.6 HF-Gleichrichter (Demodulator)

Um eine Trennung der Modulation von der Trägerwelle zu erreichen, muß der Empfänger eine Demodulationsstufe enthalten. Der Demodulationsvorgang besteht im allgemeinen in einer Gleichrichtung, deren Wirkungsweise, gleich welche Schaltung (Audion, Ano-

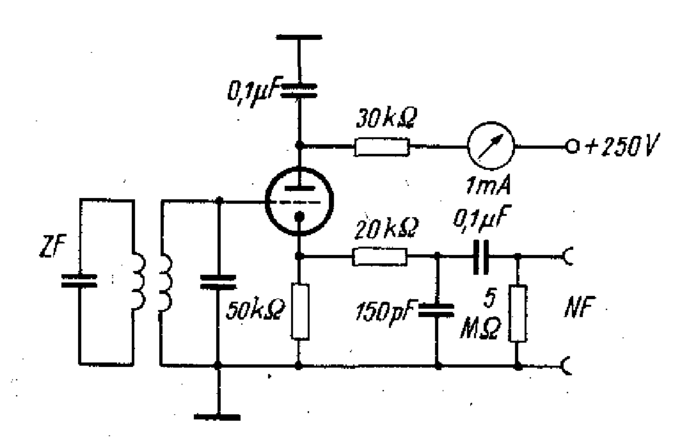


Bild 33
Anodenbasis-Detektor

dengleichrichter, Diodengleichrichtung), bekannt sein dürfte.

Ergänzend sei aber noch kurz auf eine weitere, wenig bekannte Schaltung eingegangen: den Anodenbasisdetektor oder, wie er in der Fachliteratur bezeichnet wird, der Infinite Impedance Detector. Wie aus Bild 33 ersichtlich, handelt es sich um eine ähnliche Schaltung wie die eines Anodengleichrichters, im Gegensatz dazu wird aber die NF nicht an der Anode, sondern an der Katode abgenommen.

Der Kondensator C_2 überbrückt den Katodenwiderstand für die HF. C_4 legt die Anode HF- und NF-mäßig an Null, es handelt sich also um eine Anodenbasisschaltung. Dieser Demodulator hat eine Reihe von Vorteilen gegenüber anderen Demodulatorschaltungen: So ist er zum Beispiel nicht zu übersteuern, weil der Arbeitspunkt der Röhre mit wachsender HF-Spannung weiter in den Bereich der negativen Gittervorspannung verschoben wird. Es fließt weiterhin kein Gitterstrom, der den ZF-Kreis bedämpfen könnte.

Damit trägt das ZF-Bandfilter wesentlich zur Selektivität des Empfängers bei. Das Bandfilter kann kritisch gekoppelt sein. Nachteile dieser Schaltung sind folgende: Durch den großen Katodenwiderstand ist die Röhre sehr stark gegengekoppelt, was zur Folge hat, daß die Röhre nicht verstärkt, sondern sogar noch einen Verstärkungsrückgang bewirkt. Wesentlich nachteiliger ist aber die Tatsache, daß sich der Anoden-

basisdetektor nicht zur Erzeugung einer Regelspannung eignet, wie sie zur Schwundregelung und zum Betrieb eines S-Meters erforderlich ist. Mit Hilfe einer zusätzlichen Germaniumdiode läßt sich dieser Mangel aber leicht beheben.

2.7 NF-Stufen

Wenn auch aus dem bisher Gesagten und den allgemeinen Erfahrungen hervorgeht, daß in den weitaus meisten Fällen der normale Stationsempfänger als Nachsetzer mit NF-Stufe verwendet wird, soll doch hier der Vollständigkeit halber kurz auf die NF-Stufen eingegangen werden. Entscheidet man sich also für einen kompletten Empfänger, so muß auch die NF-Stufe entsprechend ausfallen. Gegenüber guten KW-Empfängern können wir hier einfach und zweckmäßig bauen. NF-Selektionsglieder oder dergleichen können weggelassen werden. Mit einer modernen Röhre ECC 83 bei bescheidenen Ansprüchen oder ECL 82 entsteht eine Endstufe, die ohne großen Raumbedarf ihrem Zweck gerecht wird (Bild 34).

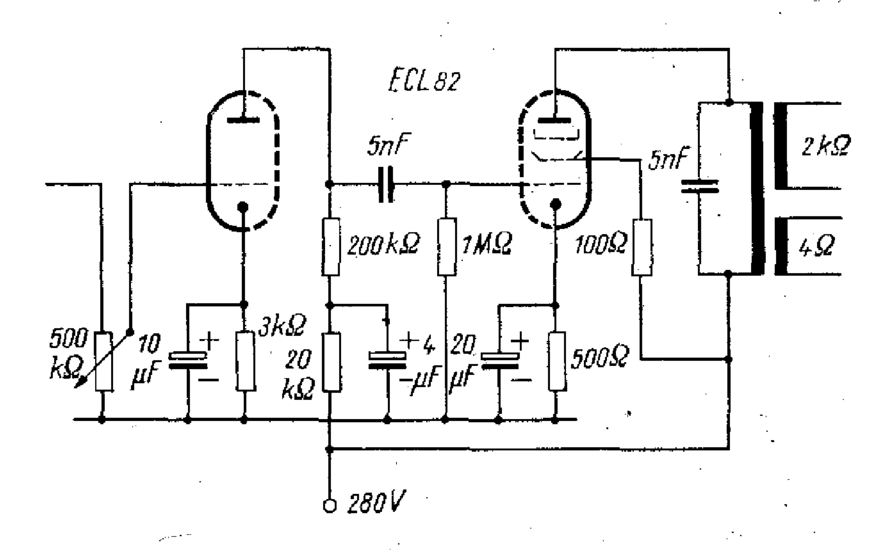


Bild 34 NF-Stufe mit ECL 82

2.8 Stromversorgung

Die Stromversorgung für den UHF-Empfänger weist gegenüber den gebräuchlichen Netzteilen für Empfänger keine Besonderheiten auf. Die Anodenspannung, die im allgemeinen bei 200 V liegt, sollte ausreichend gut gesiebt sein. Ansonsten müssen alle Vorkehrungen getroffen werden, um Brummeinstreuungen auf den Konverter beziehungsweise Empfänger zu vermeiden. Besonders bei abgesetzten Netzteilen sind abgeschirmte Zuleitungen vorteilhaft. Diese Regel gilt nicht nur bei der UHF-Station.

Eine Stabilisierung der Anodenspannung kann, muß aber nicht sein. Der entnehmbare Anodengleichstrom dürfte sich im allgemeinen in den Grenzen einer EZ 80 als Gleichrichterröhre halten, wobei selbstverständlich jede andere Type oder auch Trockengleichrichter möglich sind.

Im letzteren Falle kann man aber im Interesse einer guten Siebung ebenfalls nur von einer Zweiweg- beziehungsweise Brückenschaltung Gebrauch machen. Kontaktsichere Verbindungen sollten selbstverständlich sein.

3. Empfängermeßtechnik

Die Meßtechnik für Dezi- und Zentimeterwellen-Geräte ist in zwei Hauptgruppen einzuteilen: einmal die allgemein üblichen Meßverfahren, wie sie für alle HF-, NF- und Gleichspannungsmessungen in Frage kommen, zum anderen die speziellen Meßverfahren der UHF-Technik. Diese Meßverfahren weichen sowohl in der Wahl der Kenngrößen als auch in der Art der Ausführung, Auswertung und Darstellung von denen der erstgenannten Gruppe ab.
Grafische Hilfsmittel, wie zum Beispiel das Kreisdiagramm (Smith-Diagramm), gewinnen große Bedeutung, denn damit ist es möglich, in übersichtlicher Form Bestimmungen der Eigenschaften von Kreisen vorzunehmen. Eine Behandlung der mathematischen Grundlagen für die Anwendung dieser Hilfsmittel geht über den Umfang dieses Büchleins aber hinaus. Den interessierten Leser bittet der Verfasser, in der Fachliteratur nachzuschlagen.
Im nachfolgenden sollen also nur die wesentlichen Messungen behandelt werden, die beim Aufbau von UHF-Empfängern zur Durchführung gelangen.

3.1 Allgemeine Meßverfahren

Neben den üblichen Messungen von Strom, Spannung, Widerstand und der Ermittlung von Induktivitäts- und Kapazitätswerten (im ZF-Teil) sind zwei wesentliche Meßvorgänge zu nennen: der Abgleich und die Messung der Empfindlichkeit.
Der Abgleich bei üblichen Konverterschaltungen gliedert sich in den Abgleich des Oszillatorteiles, der HF-Stufe, der Mischstufe und des ZF-Kanals. Der Abgleich des Oszillators erfolgt ähnlich dem eines Senders. Es wird, nachdem alle Röhren außer denen der

Oszillatorstufen entfernt worden sind, in den Gitterkreis des ersten Systems ein Meßinstrument gelegt. Beim Durchdrehen des Anodenkreistrimmers dürfen die Schwingungen (Anodendip) nur innerhalb eines kleinen Variationsbereiches einsetzen. Diese Tatsache bedeutet Synchronisation. Wenn der Oszillator über den ganzen Bereich schwingt, dann ist die Kopplung zu stark; kann man keinen Dip feststellen, so ist die Kopplung zu gering oder der Kreis nicht auf die Harmonische abstimmbar. Ein Griddipper gilt hierbei als wertvolle Hilfe. Vorteilhaft ist es, wenn man die Schwingungen – soweit frequenztechnisch möglich – mit einem Empfänger kontrollieren kann. Die folgenden Kreise werden ebenfalls durch Messen des Gitterstromes der jeweiligen Stufen abgeglichen, ein Verfahren, das als bekannt vorausgesetzt wird.

Als nächstes erfolgt der Abgleich des Mischkreises durch Messen des Diodenrichtstromes, der im allgemeinen nicht 1 mA überschreiten darf. Bei nachfolgendem Abgleich der ZF-Stufe sind die Röhren der Oszillatorstufen sowie die Mischdiode wieder zu entfernen. Die ZF-Röhre ist einzusetzen. Der Abgleich läßt sich nach folgender Methode durchführen: Der nachgeschaltete Empfänger wird auf die Mitte des durchstimmbaren Zwischenfrequenzbereiches eingestellt. Die Anodenkreisinduktivität wird nun auf der oberen Frequenz, die Gitterkreisinduktivität auf der unteren Frequenz auf maximales Rauschen abgeglichen.

Vorteilhafter ist aber die Verwendung eines geeigneten Meßsenders, mit dem man die ZF-Stufe in bekannter Weise abgleicht. Nach Einsetzen aller Röhren und der Mischdiode wird abschließend der Eingangskreis abgeglichen. Dies kann mit angeschalteter Antenne durch den Empfang eines einfachen Quarzoszillators erfolgen, dessen entsprechende Oberwelle in den Empfangsbereich des Konverters fällt. Der Eingangskreis wird dabei auf Lautstärkemaximum eingestellt. Der Gesamtabgleich wird mit einem Rauschgenerator

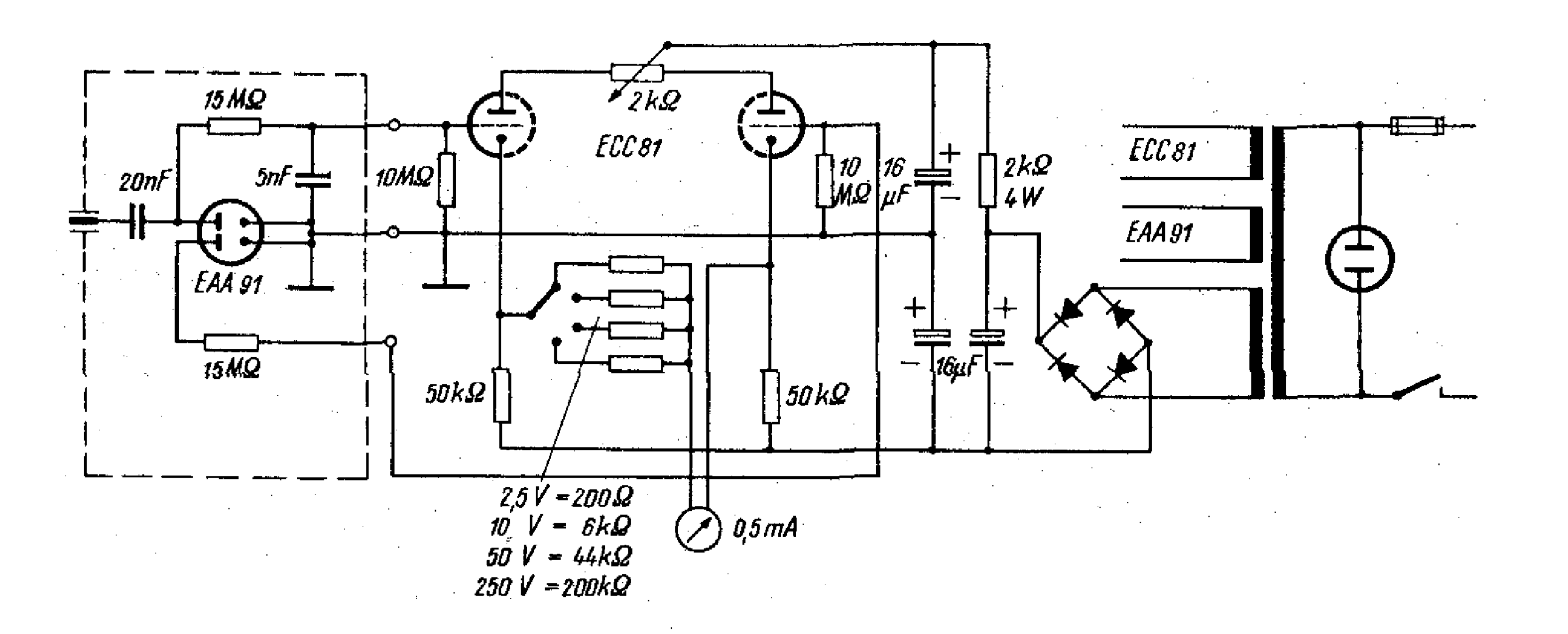


Bild 35 Schaltung eines Röhrenvoltmeters

auf das Maximum der Empfindlichkeit gebracht. Der Empfänger ist dann betriebsbereit. Diese zusammengefaßte Anleitung kann selbstverständlich nur allgemeiner Natur sein, dürfte sich aber bei einiger Erfahrung auf alle üblichen Schaltungen übertragen lassen. Nun zur Messung der Empfindlichkeit: Die Empfindlichkeit von Empfängern im VHF- und UHF-Bereich wird im allgemeinen in Deutschland in kT_0 angegeben. Welche Gedanken liegen dieser Kenngröße zugrunde? Hervorgerufen durch die Wärmebewegung der Elektronen und Moleküle ergeben sich im Innern eines Leiters kleinste Änderungen von Elementarladungen. Diese zeigen sich in unregelmäßigen Spannungsschwankungen, den Rauschspannungen, die sich zwischen den Enden des Leiters nachweisen lassen. Da die Anzahl der Ladungen sehr groß ist und die Lageänderungen sehr unregelmäßig sind, enthält das Rauschen alle Frequenzen. Je größer also die Bandbreite eines Verstärkers ist, der auf eine solche Rauschquelle folgt, desto höher wird die an seinem Ausgang meßbare Rauschspannung. Nach Nyquist gilt für die Rauschspannung die Beziehung:

$$E^2 = 4\,kT_0 \cdot R \cdot \triangle f \qquad [V^2],$$

wobei E = Rauschspannung [V],
k = Boltzmannsche Konstante $1{,}37 \cdot 10^{-33}$ [Ws/°],
T_0 = absolute Temperatur [°K]
R = Widerstand [Ω],
$\triangle f$ = Bandbreite [Hz].

Dem Widerstand R, an dem die Rauschspannung E steht, kann man die maximale Rauschleistung, wenn der Verbraucher angepaßt ist, das heißt, wenn er den gleichen Widerstand hat, entnehmen.

Die maximal entnehmbare Rauschleistung ist also

$$\frac{E^2}{4R} = kT_0 \triangle f \qquad [W].$$

Nehmen wir einmal an, der Empfänger ist an den Strahlungswiderstand einer Antenne angepaßt. Nehmen wir weiterhin an, daß diese Antenne von außen weder ein Signal noch sonst eine Störspannung empfängt, wird sich an ihren Ausgangsklemmen eine Rauschspannung entsprechend ihrem Strahlungswiderstand und ihrer Bandbreite nachweisen lassen. Die Antenne gibt also eine R a u s c h l e i s t u n g von der Größe $kT_0 \triangle f$ Watt an den nachgeschalteten Empfänger ab. Da die Bandbreite des Empfängers auf alle Fälle aus Selektionsgründen wesentlich kleiner ist als die der Antenne, ist die Durchlaßbreite des Empfängers als Grundlage weiterer Überlegungen einzusetzen.
Viel größer als das der Antenne entstammende Rauschen ist aber in der Praxis das des Empfängereinganges (Röhren- und Kreisrauschen). Für einen idealen Empfänger, der selbst nicht rauscht, ist also $kT_0 \triangle f$ die minimale Empfangsleistung, die aufgenommen werden muß, damit das Störverhältnis 1 : 1 wird. Vergleicht man zwei ideale Empfänger mit verschiedenen Bandbreiten, so leuchtet es ein, daß der Empfänger mit größerer Durchlaßbreite eine größere Empfangsleistung benötigt als der schmalere, und zwar um den Faktor mehr, um den sich die Bandbreiten unterscheiden. Die Empfindlichkeit wird deshalb nach Fränz in Vielfachen der dem Antennenwiderstand entnehmbaren Rauschleistung, bezogen auf 1 Hz Bandbreite, das heißt in Vielfachen von kT_0 angegeben.
In der englischen und amerikanischen Literatur findet man für die Güte eines Empfängers den Begriff „noise figure" (Rauschzahl). Von Friis wird die noise figure F wie folgt definiert:

$$F = \frac{\text{verfügbare Signalleistung} : \text{verfügbare Rauschleistung im Eingang}}{\text{verfügbare Signalleistung} : \text{verfügbare Rauschleistung im Ausgang}}$$

abgekürzt: $F = \frac{S_E : R_E}{S_A : R_A}$.

Nun sei die Verstärkungsziffer des Gerätes G, dann ist $S_A = G \cdot S_E$. Da das Eingangsrauschen R_E ebenso verstärkt wird wie das Eingangssignal, muß also in R_A ein Anteil von der Größe GR_E enthalten sein. Die Differenz $R_A - GR_E$ ist der im Gerät entstandene Rauschanteil, der mit $G \cdot R_G$ bezeichnet werden soll. Dann ist R_G das auf den Eingang bezogene Rauschen des Gerätes. Die obige Gleichung kann demzufolge auch geschrieben werden:

$$F = \frac{S_E : R_E}{G \cdot S_E : G\,(R_E + R_G)} = \frac{S_E : R_E}{S_E : (R_E + R_G)} = \frac{R_E + R_G}{R_E}.$$

Das gilt nicht nur für Empfänger, sondern ebenso für Verstärker und so weiter. Für Empfänger ist R_E die der Antenne entnommene Rauschleistung, die anfangs ermittelt wurde, zu $kT_0 \triangle f$ Watt. R_G ist die auf den Eingang bezogene Rauschleistung des im übrigen als ideal betrachteten Empfängers. Während also dem idealen Empfänger für ein Störverhältnis von 1 : 1 die Signalleistung $S_E = R_E$ zugeführt werden muß, braucht der reale Empfänger eine Signalleistung vom Betrag $R_E + R_G$. Das Leistungsverhältnis $R_E : (R_E + R_G)$ gibt man in der englischen und amerikanischen Literatur in dB an. Wird zum Beispiel für einen Empfänger eine noise figure F = 6 dB angegeben, so bedeutet das, da eine Leistungserhöhung von 6 dB dem Faktor 4 entspricht, daß man dem Empfänger eine 4mal so große Empfangsleistung anbieten muß wie dem idealen Empfänger gleicher Bandbreite.
Es laufen also beide Empfindlichkeitsangaben auf dasselbe hinaus.

Für die Umrechnung nachstehende Tabelle:

kT_0	1	2	4	8	10	16	20	40	80	100
F	0	3	6	9	10	12	13	16	19	20 dB

Um die Empfindlichkeit, angegeben in kT_0, in Eingangsspannungsbedarf (μV) umzurechnen, ist es erforderlich, die Bandbreite des Empfängers zu wissen. Mit dieser muß die Größe $n \cdot kT_0$ multipliziert werden,

um die Eingangsleistung zu erhalten. Aus dieser und dem Eingangswiderstand erhält man die Spannung nach der Beziehung $U = \sqrt{N \cdot R}$ (V).
Zur Messung ist ein Rauschgenerator unerläßlich, ein Meßgerät nicht zu vergessen. Die Beschreibung eines Rauschgenerators soll anschließend behandelt werden. Als Anzeigegerät kann man ein Wechselspannungsvoltmeter, ein Wattmeter oder ein Outputmeter verwenden. Bild 36 zeigt die Meßanordnung. Rauschgenerator und Konverter werden mit Koaxialkabel (beiderseitig angepaßt) verbunden. Das gleiche gilt für die Verbindung Konverter—Nachsetzer. Die Anordnung muß also „dicht" sein. Der Ausgangstrafo des Nachsetzers (Stationsempfänger) wird mit einem Widerstand, der dem Impedanzwert dieser Wicklung entspricht, primärseitig überbrückt. Parallel dazu wird das Meßinstrument angeschlossen. Schwundausgleich wird aus-, BFO wird eingeschaltet. (Wir sehen also auch hier die Zweckmäßigkeit des Telegrafieüberlagerers.) Auch ein eventueller Störbegrenzer ist abzuschalten. Die HF-Handregelung ist zuerst ganz zurückzudrehen. Die NF ist ganz aufgedreht. Der Empfänger wird auf die ZF des Konverters abgestimmt. Bei fester ZF wird diese genau eingestellt, bei variabler ZF der Mittelwert. Konverter und Empfänger sollen ausreichend warmgelaufen sein, ehe mit der Messung begonnen wird. Nunmehr wird die HF so weit aufgedreht, daß ein gut ablesbarer Wert am Meßinstrument zu erkennen ist. Danach kontrolliert man noch einmal das Verstärkungsmaximum des Konverters, indem man den Empfänger etwas nach rechts und links verstimmt. Unter Umständen müssen Konverteroszillator und ZF-Kreis im 1. Mixer nachgestimmt werden. Es wird dann wieder auf den vorherigen Wert am Instrument eingeregelt. Nun wird der Rauschgenerator eingeschaltet und langsam hochgeregelt, bis sich der angezeigte Wert des Meßinstrumentes auf das 1,41fache ($\sqrt{2}$) vergrößert hat. Bei Verwendung eines

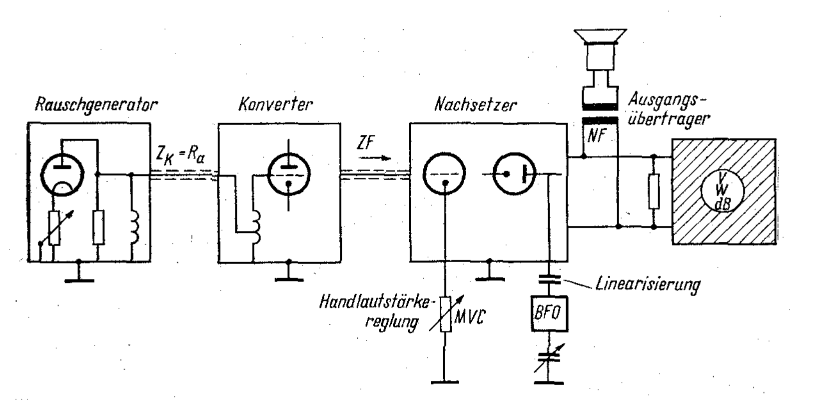


Bild 36
Meßanordnung zur Messung der
Rauschzahl

Outputmeters mit dB-Skala ist der Wert um 3 dB zu erhöhen, und bei einem Wattmeter ist die doppelte Leistung einzustellen. Die Messung ist mehrmals zu wiederholen und das arithmetische Mittel des Dioden-Anodenstromes in die Formel

$$F = 20 \cdot I_a \cdot R_a \qquad (kT_0)$$

einzusetzen, wobei F die Rauschzahl, I_a den Dioden-Anodenstrom in Ampere und R_a den Außenwiderstand bedeutet. Nehmen wir an, der eingestellte Wert am Instrument betrug 3 V. Der $\sqrt{2}$fache Wert beträgt dann 4,23 V. Nehmen wir weiter an, daß der Anodenstrom unserer Rauschdiode bei dieser Einstellung 3 mA beträgt und der R_a = 72 Ohm ist, dann stellen wir eine Rauschzahl von 4,32 kT_0 fest.
Es braucht nicht besonders betont zu werden, daß die gemessene Empfindlichkeit nur dann reell ist, wenn ZF- und NF-Verstärker nicht übersteuert sind, keine Ober- und Nebenwellen das Ergebnis verfälschen und keine Eigenerregung der ZF-Stufen vorhanden ist.

3.11 Rauschgeneratoren

Anschließend sollen noch zwei Rauschgeneratoren beschrieben werden, die für die Arbeit an der Amateurstation eine wesentliche Hilfe darstellen.
Zuerst eine einfache Schaltung zur Relativmessung von Empfängern, die für den optimalen Abgleich ausreichend ist. Bild 37 zeigt den einfachen Aufbau eines Kristalldioden-Rauschgenerators mit einer Siliziumdiode,

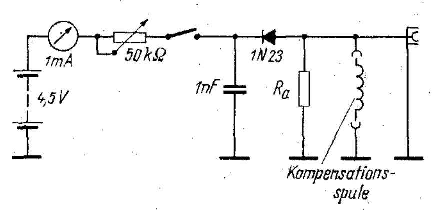


Bild 37 Rauschquelle für Relativmessungen

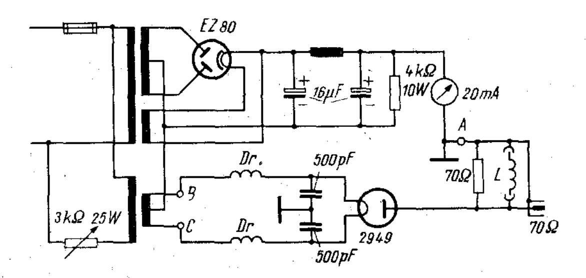


Bild 38 Schaltung eines Rauschgenerators

zum Beispiel vom Typ 1 N 23. Auch hiermit erfolgt der Abgleich so, daß mit möglichst kleinem Diodenstrom die Empfängerausgangsleistung verdoppelt wird. Bild 38 zeigt nun einen kompletten Rauschgenerator mit der Rauschdiode 2949 (LG 16).
Die im Schaltbild angegebene Induktivität L dient der Eliminierung der schädlichen Blindkomponenten, die sich auch bei bestem Aufbau nicht vermeiden lassen. Die Spulen, deren ungefähre Werte in Tafel 3 angegeben sind, können entweder auswechselbar oder aber schaltbar gemacht werden, wobei ein Schalter verlustarmer Ausführung Bedingung ist.

3.2 Spezielle Meßverfahren

Viele in der UHF-Technik gebräuchliche Meßverfahren weichen sowohl in der Wahl der Kenngrößen als auch in der Ausführung, Auswertung und Darstellung von denen der allgemeinen HF-Technik ab.
Selbst Spannungs- und Strommessungen in Mikrowellenkreisen sind nur dann eindeutig, wenn der Widerstand am Meßort bekannt ist. Besonders kritisch werden Messungen in der Hohlleitertechnik, die bei Frequenzen über 2 GHz aktuell zu werden beginnt. Man bezieht sich dann auf relative Einheiten, wie den Reflektionsfaktor, bei dem die Abweichungen gegen-

über dem Anpassungsfall angegeben werden. Bei nicht angepaßten Leitungen schwanken Strom und Spannung — als Folge der vor- und rücklaufenden Welle — periodisch entlang der Leitung, die Messung wird dadurch also ortsabhängig. Eine auch bei Vorhandensein größerer Reflektionen ausreichend genau meßbare Größe ist die übertragene Leistung. Sie läßt sich mit Durchgangsleistungsmessern (Bild 39) nach dem Richtungskopplerprinzip sowohl für den vor- als auch für den rücklaufenden Anteil getrennt erfassen.
Das am meisten gebräuchliche Meßgerät für die Bestimmung von Widerständen und Reflektionsfaktoren ist die Meßleitung. Allerdings kommt man bei deren Anwendung nicht ohne einen gewissen Umfang an mathematischen Kenntnissen aus. Sie ist aber in ihrer

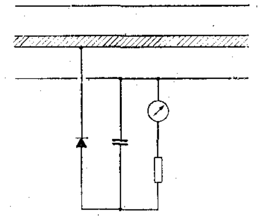


Bild 39
Leistungsmessung durch Messung der Richtspannung (Prinzip)

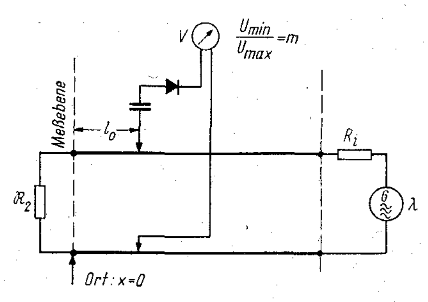


Bild 40 Prinzip der Meßleitung

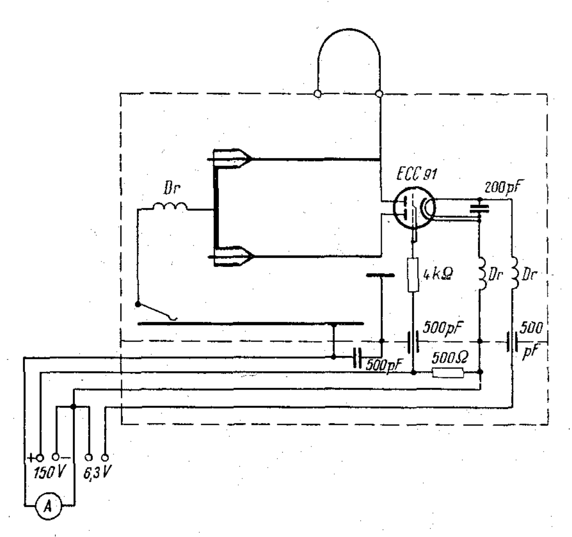


Bild 41 Griddipmeter für 340 . . . 545 MHz

Anwendung derartig universell, daß kein ernsthafter UHF-Amateur auf ihre Verwendung verzichten kann. Durch Abtasten der Spannungsverteilung (Amplitudenverhältnis) der in ihrem Wellenwiderstand genau bekannten und präzise aufgebauten Leitung kann der Betrag, durch Vergleich mit einem bekannten Normal (üblicherweise Kurzschlußleitung) kann die Phase ermittelt werden. Auch Frequenzmessungen lassen sich durchführen. Allgemein benutzt man aber dafür in der Praxis Absorptions- und Überlagerungsfrequenzmesser. Sie können als Durchgangs- oder Endmeßgeräte aufgebaut sein. Das Prinzip der Meßleitung geht aus Bild 40 hervor. Für Grobmessungen bietet sich für die niedrigen Frequenzen des UHF-Gebietes der Schmetterlingskreis mit seinem großen $\triangle$ f an. Ebenfalls für das 70-cm-Band lassen sich noch einwandfrei funktionierende Griddipmeter, wie Bild 41 zeigt, aufbauen.

3.3 Meßgeräte für den UHF-Amateur

Im nachfolgenden sollen einige Meßgeräte für die UHF-Meßtechnik des Amateurs in ihrem Prinzip beschrieben werden. Es wird bewußt darauf verzichtet, Bauanleitungen für derartige Geräte zu geben.

3.31 Die Meßleitung

Während in der kommerziellen Betriebsmeßtechnik im allgemeinen konzentrische Systeme benutzt werden, kommt für den Amateur, der sich dieses Gerät selbst anfertigen muß, nur der Bau eines Paralleldrahtsystems in Frage. Diesem System als dem Kernstück der gesamten Anordnung ist beim Aufbau besondere Aufmerksamkeit zu widmen. Es muß vor allem einen genau bekannten Wellenwiderstand aufweisen, die Abmessungen sind entsprechend festzulegen. Die mechanische Festigkeit der beiden Leiter muß ein Maximum erreichen, eine Verschiebung des Abstandes und so weiter darf auch durch Bewegung des darüberlaufenden Meßschlittens nicht erfolgen. Schon geringe Ungenauigkeiten verursachen Meßfehler. Der Meßschlitten kann für Grobmessungen von Hand bedient werden, ein einwandfrei funktionierender Feintrieb, frei von totem Gang, ist aber zweckmäßiger. Besonders bei Scheinwiderstandmessungen ist nur bei genauester Abstimmung eine brauchbare Messung möglich. Die erforderliche Skala sowie der am Meßschlitten befestigte Zeiger sollen eine genaue Ablesung ermöglichen. Die Vielfältigkeiten der Meßleitung und ihre Anwendung hier ausführlich zu erläutern würde weit über den Rahmen dieses Heftes hinausgehen. Die Genauigkeit präziser Meßleitungen liegt bei der Widerstandsmessung bei 2 %, wobei schon große Sorgfalt beim Meßaufbau und -vorgang erforderlich ist.

3.32 Paralleldrahtwellenmesser

Die einfachste Art der Meßleitung stellt ein Lechersystem dar, welches ausschließlich der Frequenzmes-

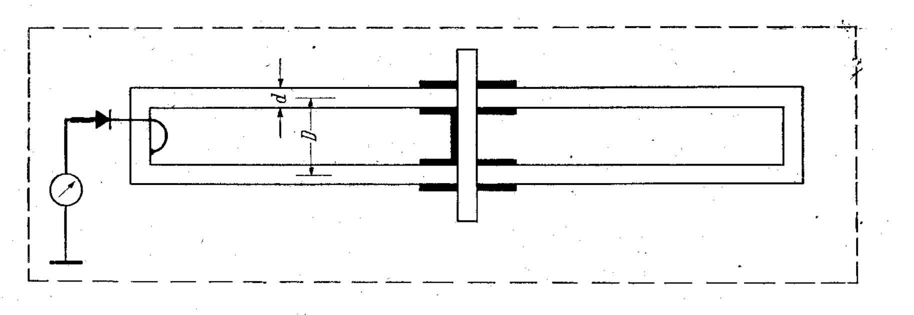


Bild 42 $\lambda/2$-Paralleldraht-Wellenmesser

sung dient. Damit ist es möglich, orientierende Messungen, deren Genauigkeit bei etwa 2 % liegt, durchzuführen. Für den Aufbau sollte die gleiche Sorgfalt aufgewendet werden, wie es bei der Meßleitung beschrieben wurde. Der Schlitten ist hier ein Kurzschlußschieber, der zur Vermeidung von Strahlung auf die abgewandte Seite des Lechersystems mit einer ausreichend großen Reflektorplatte versehen ist (Bild 42). Der Abstand der Leiter des Systems soll möglichst nicht größer als der vierfache Leiterdurchmesser sein, da sonst die Strahlungsdämpfung unter Umständen beachtlich hohe Werte annimmt.

3.33 Topfkreiswellenmesser

Zur Wellenmessung kommen außerdem Topfkreise in $\lambda/4$- und $\lambda/2$-Abstimmung zur Anwendung. Die Prinzipschaltung geht aus den Bildern 43 und 44 hervor.

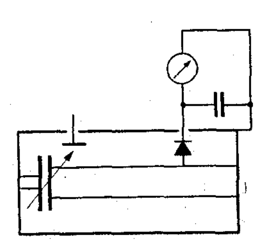


Bild 43
$\lambda/4$-Topfkreiswellenmesser

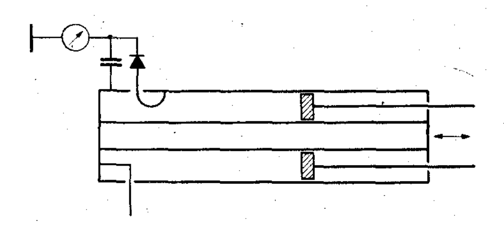


Bild 44 $\lambda/2$-Topfkreiswellenmesser

4. Betriebstechnik — Antennenumschaltung

Über die Tatsache, daß zu einer guten UHF-Station eine gute Antenne gehört, brauchen wohl keine weiteren Worte verloren zu werden. Kommerzielle Stationen, besonders Richtfunkanlagen im Dezimetergebiet, benutzen oftmals für Senden und Empfang getrennte Antennen, wobei beide zu einem Antennensystem zusammengefaßt sind. Für den Amateur ist eine solche Lösung ohne Zweifel zu aufwendig, er nimmt lieber das manuelle Umstecken in Kauf. Soweit entsprechende Abstände zwischen Sende- und Empfangsfrequenz vorhanden sind, käme noch eine Antennenweiche in Betracht, die eine Umschaltung ausschließt. Da diese Situation als Ausnahmefall anzusehen ist, kommt auch diese Möglichkeit in Betracht. Weiter stehen dann noch spezielle Umschalter zur Diskussion, die aber infolge ihres relativ sehr hohen Preises für den Amateur ebenfalls nicht akzeptabel sind. Die exakteste Methode dürfte die vor einigen Jahren von G. Lickfeld (DL 3 FM) beschriebene sein. Die Schaltung wird im Bild 45 dargestellt und hat ihre Vorbilder in der Radartechnik. Die gesamte Umschaltung erfolgt hier ohne bewegliche Teile, also ohne jegliche Schalter oder Relais. Statt dessen werden zwei Nulloden (elektrodenlose, gasgefüllte Entladungsröhren) verwendet. Wie zu ersehen ist, führt eine Paralleldrahtleitung direkt zur Antenne, wobei durchaus noch ein Transformator möglich ist, der auf eine Koaxialleitung transformiert. In der Nähe der Station sind im Abstand von $\lambda/4$ zwei Leitungen angebracht, von denen die eine $\lambda/2$ lang ist und in ihrer Mitte die Nullode eingeschaltet hat und die andere $\lambda/4$ mit Nullode und der weiteren Verbindung zum Empfänger führt.

Bei Sendebetrieb sind beide Nulloden gezündet. Die HF gelangt auf direktem Wege zur Antenne, denn die

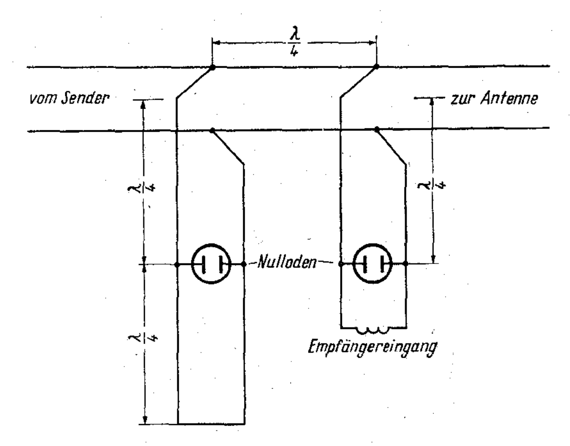
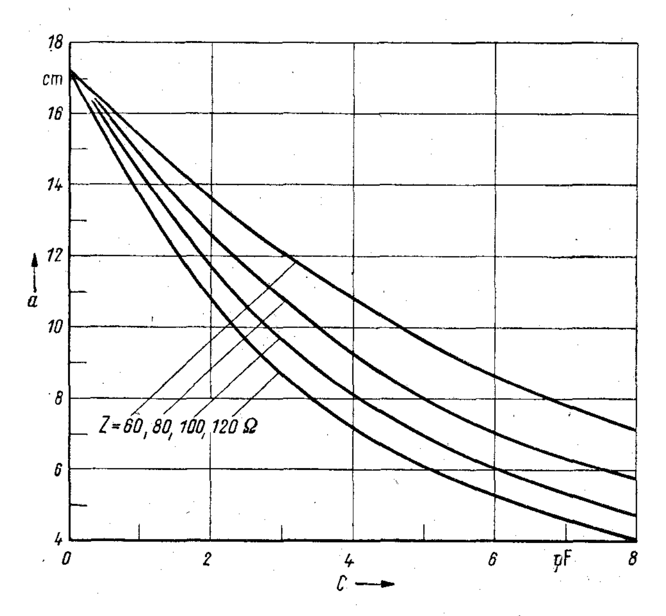


Bild 45 Antennenumschaltung mit Nulloden

$\lambda/4$-Leitungen, die unten abgeschlossen sind, stellen ja bekanntlich einen Isolator dar. Bei abgeschaltetem Sender verlöschen beide Nulloden, wobei der Kurzschluß im Punkt C wirksam wird, der infolge der 1 : 1 Transformation einer $\lambda/2$-Leitung auch an Punkt A erscheint. Im Punkt B tritt nunmehr eine sehr hohe Impedanz auf, die die Empfangsenergie verlustlos zum RX gelangen läßt.

5. Topfkreisdiagramme für das 70-cm-Band

Von den mechanischen Eigenschaften eines Topfkreises sind in erster Linie Länge und Durchmesser der zylindrischen Leiter wichtig. Die elektrischen Daten der Ein- und Auskopplung sind durch die Ein- und Ausgangskapazität und -widerstände der angeschalteten Röhren beziehungsweise der Antenne gegeben. Um die durch die Ankopplung hinzukommenden Reaktanzen ausgleichen zu können, stattet man die Topfkreise mit variabler Beschwerungskapazität aus. Schließlich ist die Art der Ankopplung — induktiv, kapazitiv oder galvanisch — noch wesentlich.



Bid 46 Abhängigkeit der Innenleiterlänge a von der Beschwerungskapazität C

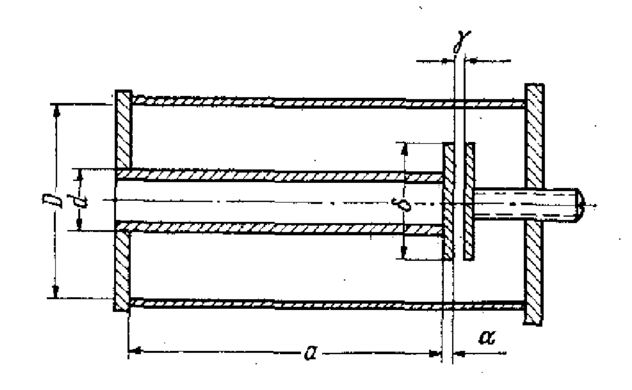


Bild 47
Aufbau eines λ/4-Topfkreises mit Beschwerungskapazität (nur die frequenzbestimmenden Abmessungen sind angegeben)

Topfkreise lassen sich nach den in der Fachliteratur angegebenen Formeln berechnen. Für das 70-cm-Band, das heißt für die Bandmittenfrequenz 435 MHz, wurden von H. Schweitzer Diagramme veröffentlicht, die hier angegeben werden. Diese gelten für Topfkreise mit Luftisolation — was allgemein üblich ist — zwischen Innen- und Außenleiter sowie zwischen den Belegen der Beschwerungskapazität. Es soll ferner vorausgesetzt werden, daß die stromführenden Teile versilbert sind. Die relativen Permeabilitäten und Dielek-

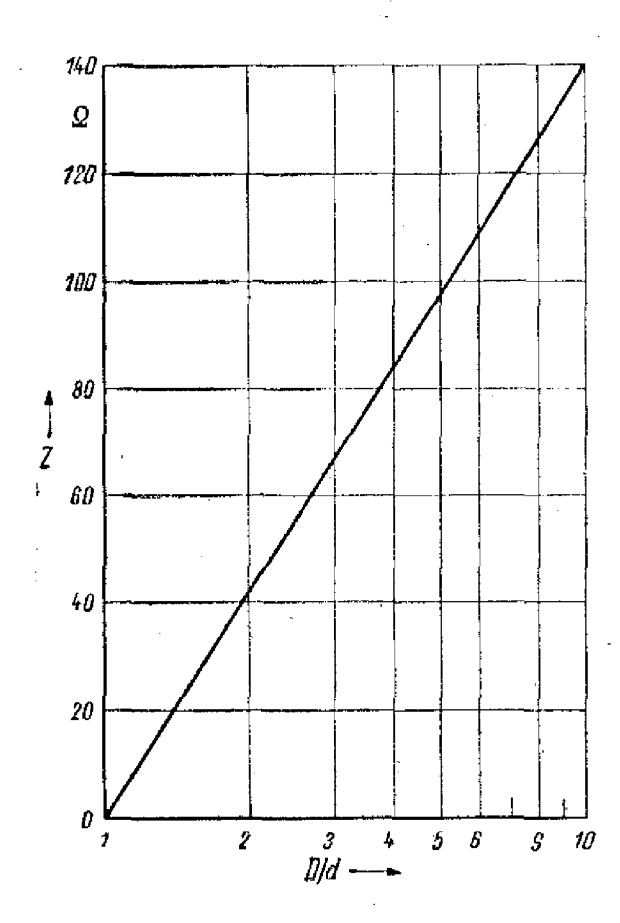


Bild 48
Wellenwiderstand als Abhängige des Verhältnisses der Durchmesser D/d des Topfkreises

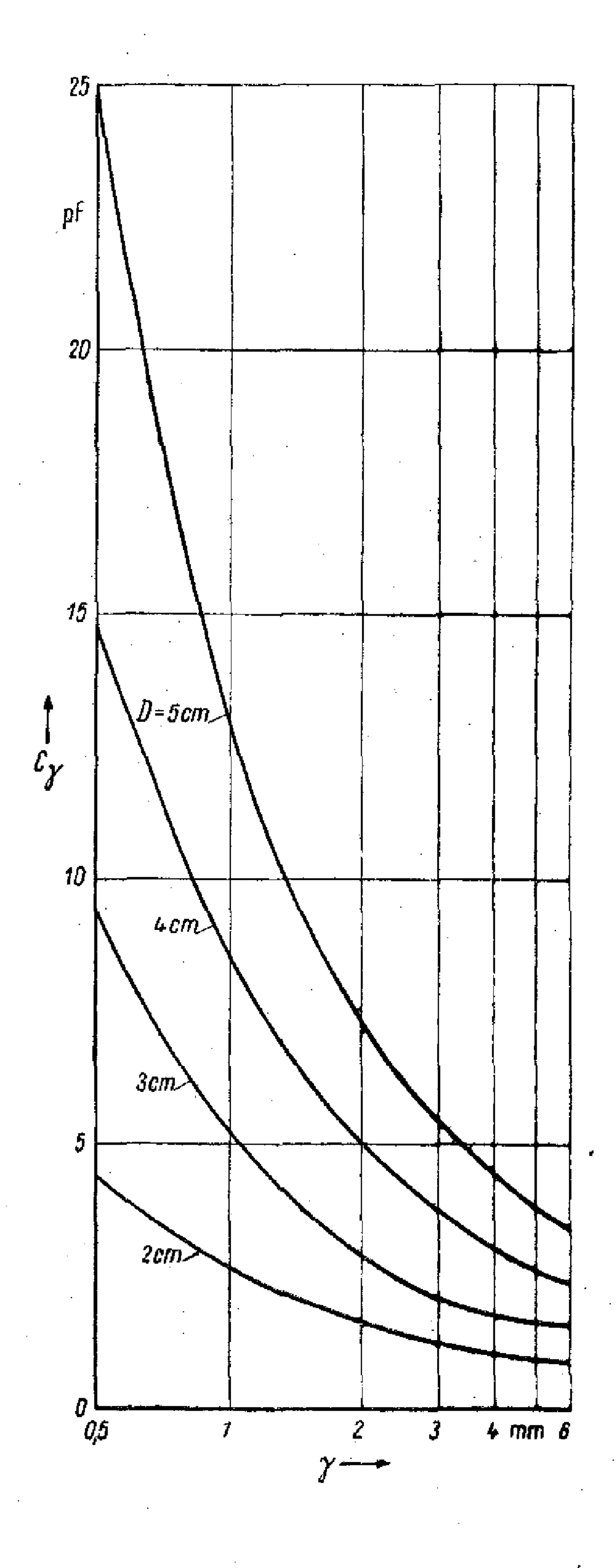
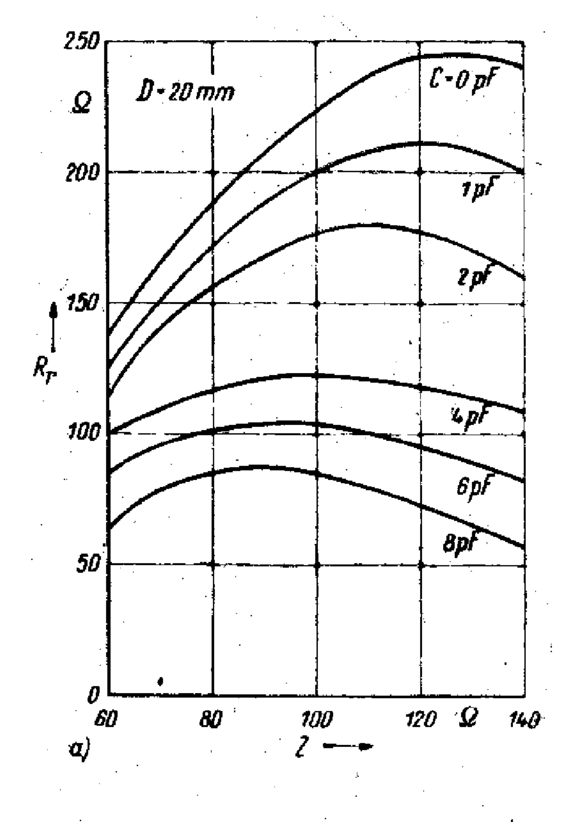


Bild 49 Abhängigkeit der Kapazität C_γ vom Plattenabstand γ und dem Durchmesser D des Außenzylinders (Durchmesser der Kapazitätsscheiben $\delta = 0{,}8$ D, Dicke $\alpha = 2$ mm)

trizitätskonstanten sind deshalb gleich 1. Die geometrische Länge eines unbeschwerten $\lambda/4$-Topfkreises ist in diesem Falle 17,25 cm. Das Diagramm im Bild 46 gibt an, wie lang der zylindrische Innenleiter a nach Bild 47 gemacht werden muß, um bei gegebenem Wellenwiderstand Z des Koaxialsystems und der gesamten Beschwerungskapazität C Resonanz zu erhalten. Der Wellenwiderstand Z hängt nach Bild 48 vom Durchmesserverhältnis D/d ab. Der im Bild 47 gezeigte Topfkreisaufbau ist für die genannte Frequenz gut geeignet. Um die Kapazitätsberechnung übersichtlich zu gestalten, wurde festgelegt, daß der Durchmesser δ der Kapazitätsscheiben 0,8 D und (um auch Streu- und Randkapazitäten berücksichtigen zu können) die Dicke α der Scheiben 2 mm betragen soll. Die variable Scheibe wird gewindegelagert und ist von außen bedienbar. Es sei darauf hingewiesen, daß man das Problem mechanisch eleganter lösen kann, wenn man diese Kapazität als Drehkondensator ausbildet, was aber zur Folge hat, daß das elektrische Feld Unregelmäßigkeiten erfährt.

Das im Bild 49 dargestellte Diagramm zeigt nun, welche Beschwerungskapazitäten C sich je nach Plattenabstand γ ergeben. Die erreichbare Kapazität sowie deren Änderung sind um so höher, je größer der absolute Durchmesser δ der Scheiben ist. Bei der Bestimmung einer günstigen Beschwerungskapazität und eines günstigen Variationsbereiches muß die von außen kommende Schaltungskapazität und -induktivität berücksichtigt werden.

Die Diagramme im Bild 50 a, b, c und d geben über den zu erwartenden Resonanzwiderstand R_r Auskunft. Man erkennt, daß der Resonanzwiderstand bei Erhöhung der Kapazität fällt und die Lage der Maxima vom Wellenwiderstand abhängig ist. Je größer die Kapazität ist, um so mehr verschieben sich die Maxima zu kleineren Werten von Z hin. Die im Diagramm eingetragenen Werte beziehen sich jedoch nur auf allseitig



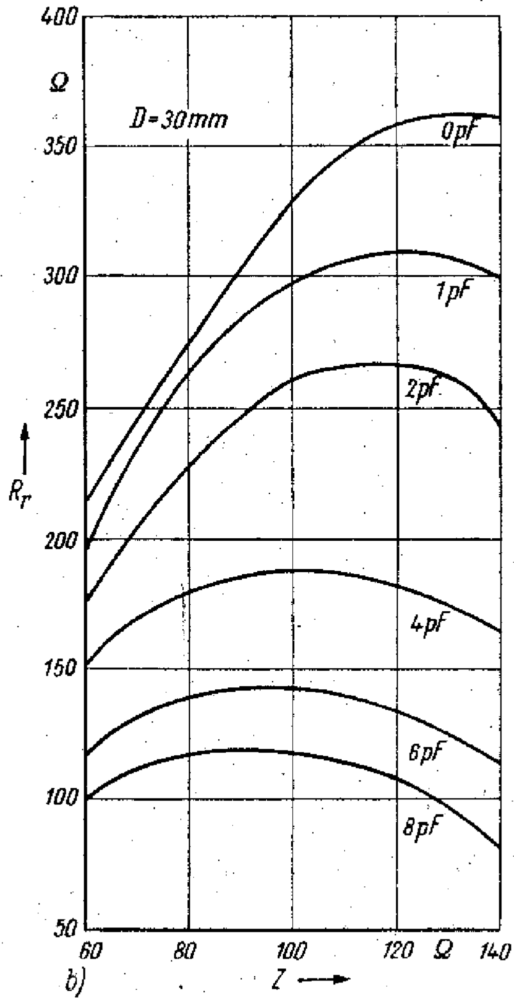
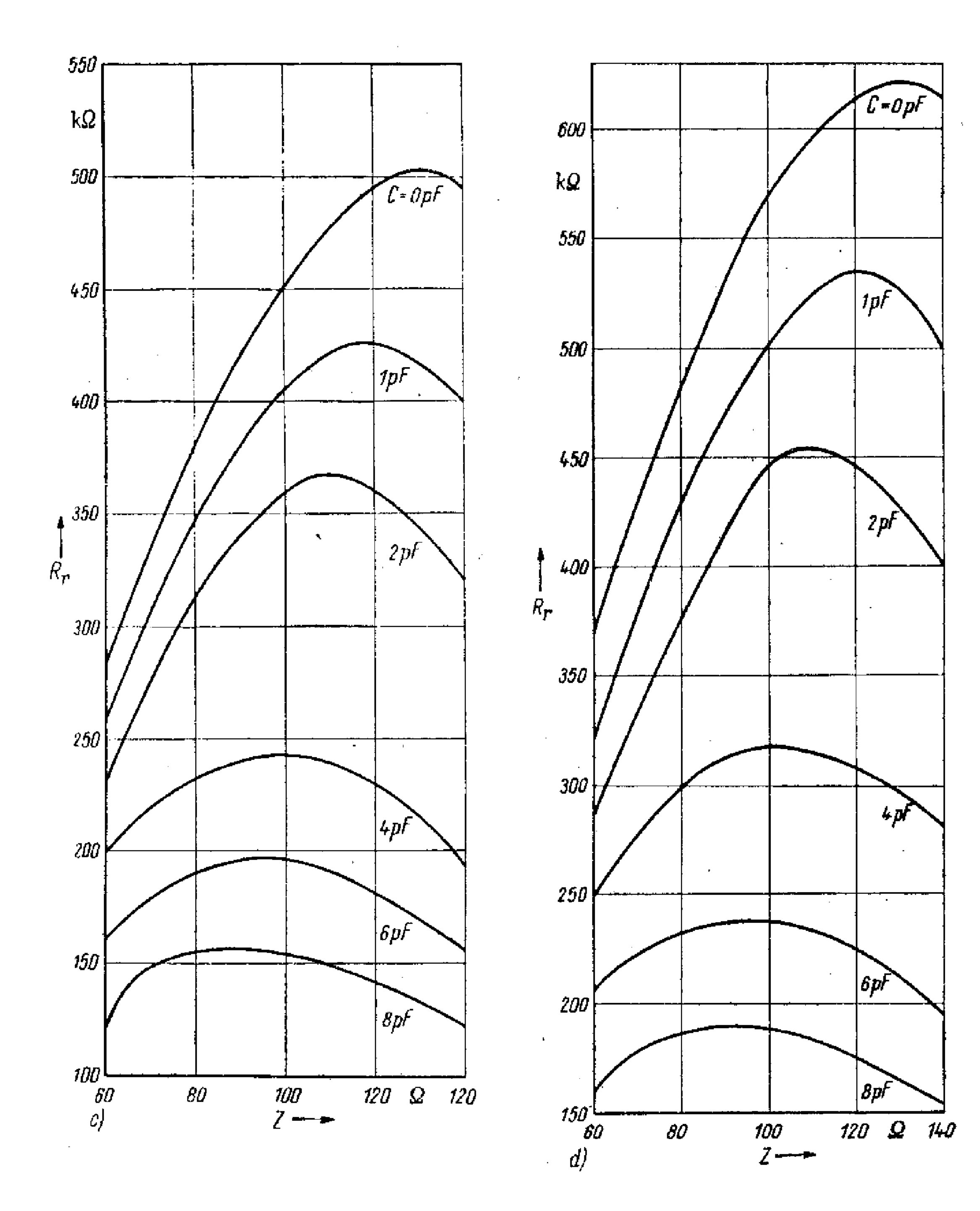


Bild 50
Verlauf des Resonanzwiderstandes R_r von allseitig geschlossenen Topfkreisen bei verschiedenen Durchmessern D und verschiedenen Beschwerungskapazitäten C



550
kΩ
500
450
400
350
R_r
300
250
200
150
100
C = 0pF
1pF
2pF
4pF
6pF
8pF
60
80
100
120 Ω
120
c)
Z
600
kΩ
550
500
450
400
R_r
350
300
250
200
150
C = 0pF
1pF
2pF
4pF
6pF
8pF
60
80
100
120 Ω
140
d)
Z

geschlossene Topfkreise ohne Ein- und Auskopplungen. Bei Leistungsanpassung zwischen Ein- und Ausgangswiderständen verringert sich der Resonanzwiderstand mindestens auf den dritten Teil des in Bild 50 angegebenen Wertes.

In Bild 51 sind die zu den Diagrammen des Bildes 50 gehörigen absoluten Bandbreiten B eingezeichnet. Man erkennt, daß die Bandbreitenmaxima nicht mit den Widerstandsmaxima zusammenfallen und daß die Beschwerungskapazität kaum Einfluß auf die Bandbreite hat. Im Gegensatz zu den Abstimmkreisen aus konzentrierten Reaktanzen bestimmt bei Topfkreisen in erster Linie das Verhältnis des Resonanzwiderstandes zum Wellenwiderstand die Kreisgüte und, davon abhängig, die Bandbreite. Man erkennt leicht, daß die Bandbreite auch bei Leistungsanpassung noch relativ

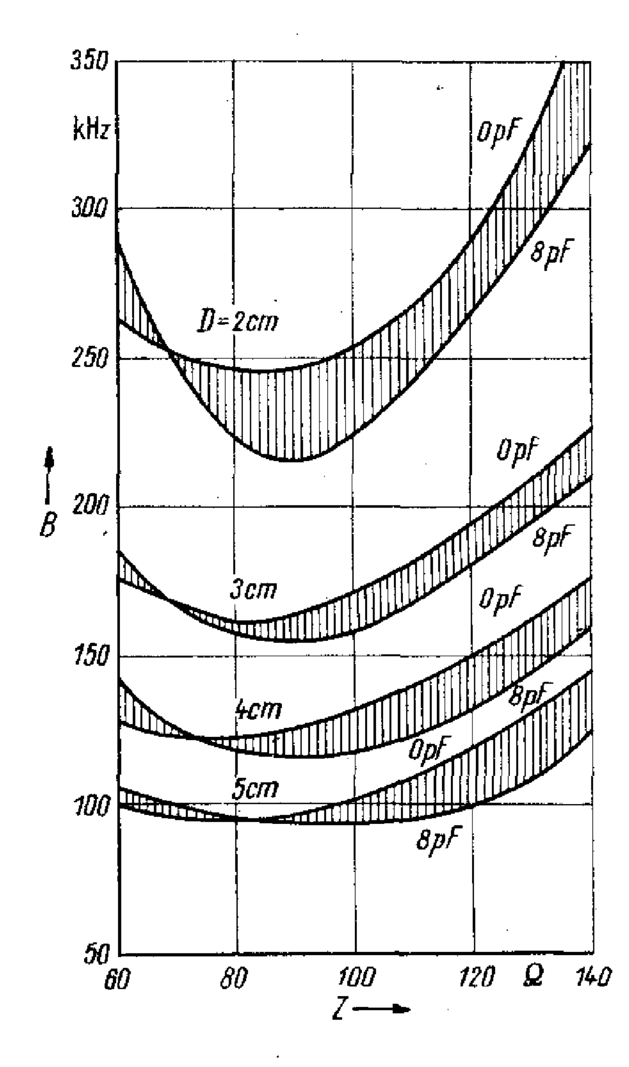


Bild 51
Die zu den Diagrammen der Bilder 50 a, b, c, d gehörigen Bandbreiten B (die nicht eingetragenen Kapazitätswerte liegen jeweils in den schraffierten Kurvengebieten)

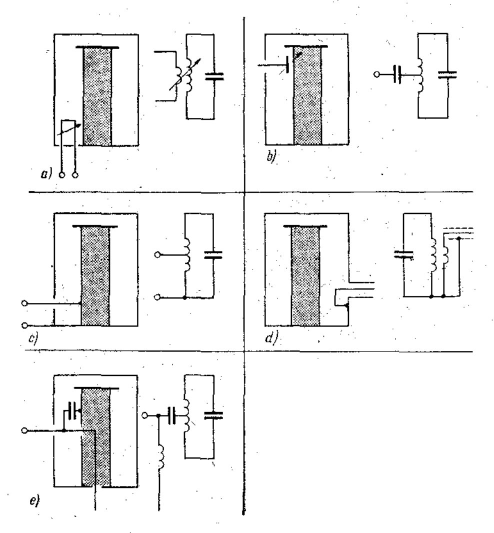


Bild 52
Schematische Darstellung der verschiedenen Ankopplungsarten an Topfkreise in Gegenüberstellung zur herkömmlichen Schwingkreistechnik; a) induktiv, b) kapazitiv, c) galvanisch, d) induktiv, erdungssymmetrische Heranführung eines koaxialen Kabels, e) galvanisch, Ankopplung vom Topfkreis gleichstrommäßig getrennt

klein bleibt. Man kann, um ein breites Band ohne Nachstimmen übertragen zu können, zusätzliche Bedämpfung zulassen. Da im Dezimetergebiet die Ein- und Ausgangswiderstände der Röhren verhältnismäßig niedrig sind, ergeben sich bezüglich der hohen Kreiswiderstände hohe Übersetzungen. Es kommen induktive, kapazitive und galvanische Ankopplungen in Betracht (siehe Bild 52). Bei losen Ankopplungen koppelt man induktiv oder kapazitiv ein. Bei kapazitiver Kopplung wird eine kleine Scheibe dem Innenleiter genähert, bei induktiver Ankopplung wird eine Koppelschleife mehr oder weniger in den Topfkreisinnenraum

getaucht. Bei dieser Kopplungsart ergibt sich der stärkste Kopplungsgrad in der Nähe der Kurzschlußscheibe (Boden) im Strombauch und wenn die Spulenfläche senkrecht in den magnetischen Feldlinien steht. Die magnetischen Feldlinien verlaufen ringförmig um die Topfkreisachse. Bei stärkeren Kopplungsgraden wird die galvanische Kopplung angewendet, bei der der Mittelleiter angezapft wird.
Die Transformationseigenschaften sind im Bild 53 dargestellt.

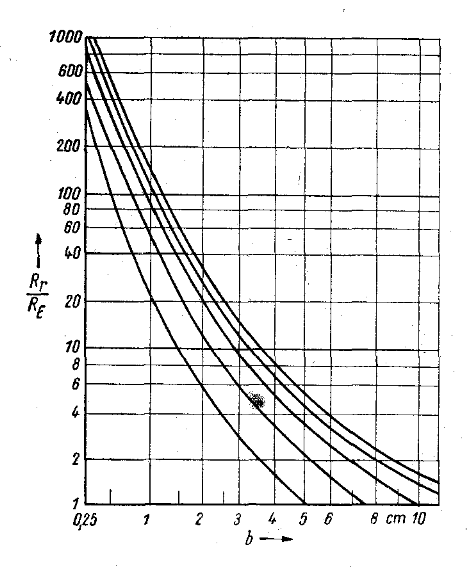


Bild 53 Transformation des Topfkreis-Resonanzwiderstandes R_r zum Ein- und Auskopplungswiderstand zwischen Anzapfungen am Innenleiter und der Kurzschlußscheibe bei verschiedenen Längen a (Strecke b gemäß Bild 52 c)

6. Das Smith-Diagramm

Ein wertvolles Hilfsmittel bei der Darstellung komplexer Widerstände beziehungsweise Leitwerte ist das Smith-Diagramm (Bild 54). Es läßt sich in allen leitungstheoretischen Betrachtungen, sei es in der Antennentechnik oder, wie in unserem Thema, der Höchstfrequenztechnik, bei der Behandlung der Leitung als Schwingkreis anwenden. Es stellt ein von einem Kreis umschlossenes Kreiskoordinatennetz dar. Es besteht aus sich rechtwinklig überkreuzenden Kreisen beziehungsweise Kreisbögen, wozu auch die gerade Durchmesserlinie zählt, die als ein Stück eines Kreises anzusehen ist, der einen unendlich großen Radius hat. Auf diesem sind die Zahlenwerte der Wirkkomponenten eingetragen. Der Nullpunkt liegt in dem im Bild 54 abgebildeten Diagramm unten. Zum Mittelpunkt der Durchmesserlinie und damit des Außenkreises gehört die Zahl 1 des Verhältnisses $R : R_0$ beziehungsweise $G : G_0$. Die an der Achse a–b stehenden Zahlen gelten nicht nur für die Punkte der Geraden $0 \ldots \infty$, sondern auch für die die Achse überkreuzenden Kreise. So ist jedem Punkt des Kreises, der durch die Punkte 1 und ∞ der Achse a–b geht, die Wirkungskomponente 1 zugeordnet.

Die Teilung für die Blindkomponenten findet sich auf dem Umfang des Kreises, der das Liniennetz einschließt. Am unteren Ende der Achse a–b steht wiederum die Zahl 0. Das bedeutet, daß zu sämtlichen Punkten des senkrechten Durchmessers (a–b) kein Blindanteil gehört.

Von 0 aus im Uhrzeigersinn sind die Zahlen für die positiven Blindkomponenten eingetragen, von 0 entgegengesetzt dem Uhrzeigersinn — mathematisch positiv — die negativen Werte der Blindkomponenten.

Alle diese Zahlenwerte beziehen sich nicht nur auf den Außenkreis, sondern auf den gesamten Kreisbogen zwischen diesem Punkt und dem Punkt ∞.
Die Kreise, deren Mittelpunkte auf der Achse a—b liegen, sind die Ortskurven zu jeweils konstantem Widerstand und in Reihe damit liegendem, beliebigem Blindwiderstand (bzw. konstantem Wirkleitwert und dazu parallelliegendem, beliebigem Blindleitwert).
Die Kreisbögen, die die Achse a—b im Punkt ∞ berühren, sind Ortskurven zu jeweils konstantem Blindwiderstand und in Reihe damit liegendem, beliebigem Wirkwiderstand (bzw. zu konstantem Blindleitwert und dazu parallelliegendem, beliebigem Blindleitwert).

Der Bezugswiderstand R_0 wird beispielsweise gleich dem Wellenwiderstand einer Leitung gewählt. Drückt man den komplexen Widerstand Z durch seine in Reihe liegenden Komponenten R und jX aus:

$$Z = R + jX,$$

so können in dem Diagramm alle Werte von R/R_0 zwischen 0 und ∞ sowie alle Werte von X/R_0 zwischen $-\infty$ und $+\infty$ eingetragen werden. Die Genauigkeit des Darstellens und des Ablesens sinkt mit wachsender Abweichung des komplexen Widerstandes Z von R_0.

Im folgenden soll an Hand einiger Beispiele die Verwendung des Diagramms erläutert werden, wobei verständlicherweise nur einige wesentliche Möglichkeiten herausgegriffen wurden.

1. Beispiel

Uns liegt eine Leitung mit dem Wellenwiderstand $Z = 600\ \Omega$, einer Länge $1 = 0{,}3$ m und einem Belastungswiderstand $\mathfrak{R} = R + jX = (300 + j360)\ \Omega$ vor. Wir wollen den Eingangswiderstand bestimmen.

$$\mathfrak{R}' = \frac{\mathfrak{R}}{Z} = R' + jX' = 0{,}5 + j\,0{,}6$$

Es wird im Diagramm der Punkt, der den Werten von R' und X' entspricht, gesucht. Den verschiedenen Werten von

$$R' = \frac{R}{Z}$$

entsprechen im Diagramm verschiedene Kreise mit den Mittelpunkten auf der Längsachse. Es sind die voll ausgezogenen Kreise.
Den verschiedenen Werten von

$$X' = \frac{X}{Z}$$

entsprechen die Kreise, deren Mittelpunkt außerhalb des Kurvenfeldes liegt und die gleichfalls voll ausgezogen sind. Die rechte Bogenschar entspricht dabei den positiven Werten von X', die linke den negativen Werten von X'. Der Punkt, der dem Kreis R' = 0,5 und dem Bogen X' = 0,6 entspricht, das heißt der Schnittpunkt des Kreises R' = 0,5 mit dem Bogen X' = 0,6, ist im Diagramm mit der Ziffer 1' gekennzeichnet.
Wir ziehen nun eine Gerade 1—1'—2', die durch den Punkt 1' und den Punkt 1 auf der Längsachse a—b läuft. Auf der äußeren Kreisskala, die mit Länge (in Wellenlängen) bezeichnet ist, erhalten wir den Wert l/λ als Schnittpunkt mit der Geraden 1—1'—2', in diesem Fall den Wert 0,0998. Zu diesem Wert addieren wir den Wert l/λ (in unserem Fall l/λ = 0,3) und suchen auf der Skala den neuen Wert 0,0998 + 0,3 = 0,3998 auf. Vom Punkt 1 auf der Achse nach dem gefundenen Wert (0,3998) wird die Gerade 1—3' gezogen. Der gesuchte Wert des Eingangswiderstandes liegt nun auf dem Schnittpunkt dieser Geraden 1—3' mit dem Kreis um den Punkt 1 auf der Längsachse mit dem Radius 1—1'.
Im Diagramm ist eine Anzahl gestrichelter Kreise um den Punkt 1 eingetragen. In unserem Beispiel geht jedoch keiner dieser Kreise genau durch 1', sondern der Punkt 1' liegt zwischen den Kreisen, welche die Längsachse a—b in den Punkten 2,6 und 3 schneiden. Der Kreis um den Punkt 1 auf der Achse a—b mit dem Radius 1—1' schneidet die Gerade 1—3' im Punkt 4'. Dem Punkt 4' entsprechen die Werte R'_1 = 0,505 Ω

und $X'_1 = -0{,}604$. Der gesuchte Eingangswiderstand beträgt demnach:

$$R_e = Z\,(R'_1 + jX'_1) = 600\,(0{,}505 - j0{,}604)$$
$$= 303 - j362{,}4\ \Omega.$$

2. Beispiel

Gesucht ist der Eingangswiderstand einer Leitung mit $Z = 200\ \Omega$, $l = 0{,}6\,\lambda$ und einem Belastungswiderstand $\mathfrak{R} = 360 - j400\ \Omega$.

$$\mathfrak{R}' = R' + jX' = \frac{\mathfrak{R}}{Z} = 1{,}8 - j\,2$$

Im Diagramm wird der Punkt für

$$R' = \frac{R}{Z} = 1{,}8 \text{ und } X' = \frac{X}{Z} = -2$$

gesucht.

Er ist mit 1" bezeichnet. Durch 1 und 1" wird die Gerade 1—1"—2" bis zum Schnittpunkt 2" bei 0,2946 gelegt.

Zu diesem Wert wird auf der äußeren Skala der Wert l/λ addiert. Da sich bekanntlich der Eingangswiderstand einer Leitung nicht ändert, wenn die Leitung um $\lambda/2$ verkürzt oder verlängert wird, kann hier die Leitung mit $0{,}6 - 0{,}5 = 0{,}1$ angenommen werden. Also addieren wir zu dem oben gefundenen Wert 0,2946 den Wert $l/\lambda = 0{,}1$ und erhalten auf der äußeren Kreisskala den Punkt 0,3946. Durch diesen Punkt und den Punkt 1 auf der Achse a—b ziehen wir die Gerade 1—3". Der Kreis um den Punkt 1 mit dem Radius 1—1" ergibt im Schnittpunkt mit der Geraden 1—3" den Punkt 4" mit den Werten

$$R'_1 = 0{,}35 \text{ und } X'_1 = -j0{,}735.$$

Der gesuchte Eingangswiderstand beträgt somit:

$$R_e = Z\,(0{,}35 - j0{,}735) = 70 = j147.$$

Die erläuterten Beispiele zeigen bereits die wesentlichsten Anwendungsmöglichkeiten dieses Diagramms. Es wurde hier bewußt als zum Inhalt dieses Büchleins zu-

Extreme Qualitäten, wie sie in der kommerziellen Technik (auch da nur auf wissenschaftlichem Gebiet) durch die Anwendung von Molekularverstärkern und ähnlichem erreicht werden, sind für den Amateur zum heutigen Zeitpunkt undiskutabel.
Wichtig erscheint, die moderne Technik zum allgemeinen Niveau zu erheben.

7. Zusammenfassung und Ausblick

Wie bereits eingangs gesagt wurde, sollen hier nicht eine Reihe von Bauanleitungen popularisiert werden, die bedingungslos zum Nachbau auffordern, sondern der Leser soll vielmehr an Hand einiger erprobter Schaltungen, die die wesentlichsten Merkmale moderner UHF-Technik des Amateurs enthalten, sowie mit grundsätzlichen Betrachtungen an dieses Gebiet herangeführt werden.

Eines kann dabei immer wiederholt werden: Keiner darf sich von den scheinbaren Schwierigkeiten, die der Bau solcher Geräte mit sich bringt, abschrecken lassen. Gewiß, der Bau eines Topfkreises ist komplizierter und erfordert mehr handwerkliches Geschick als das Wickeln einer Spule für das 80-m-Band. Aber standen die, die vor 40 Jahren in das Neuland der HF-Technik eindrangen, nicht vor noch größeren „Schwierigkeiten", als sie sich ihre Drehkondensatoren aus Messingblech selbst bauten?

Die Höchstfrequenztechnik kann nicht von „Bastlern", sondern nur von Amateuren, die sich auch mit den wissenschaftlichen Grundkenntnissen auf diesem Gebiet vertraut machen, gemeistert werden. Deshalb ist auch der größte Teil des Inhalts den grundsätzlichen Problemen gewidmet.

Doch welche Perspektiven zeichnen sich, vom Standpunkt des Amateurs gesehen, ab?

Die mit vom Amateur beherrschten Mitteln erreichbare „Vervollkommnung" des Empfängers hinsichtlich des parametrischen Verstärkers wurde bereits angedeutet. Geeignete Bauteile (Dioden) dürften in den kommenden Jahren auch dem Amateur zur Verfügung stehen.

Für die „ganz kurzen" Wellenlängen 12 und 24 cm wird erst die preislich erschwingliche Röhre die Aktivität fördern.

gehörig betrachtet. Dabei darf nicht verkannt werden, daß gerade in der Höchstfrequenztechnik und ihrem Schwerpunkt auf den Leitungskreisen viel mehr die Leitungstheorie zu behandeln wäre, was aber weit über die Aufgabe der Broschüre hinausginge.

Tafel 1

Röhren für das 70-cm-Band

	Na W	Na HF W	Ua V	Ia mA	λ cm
DC 90	0,6	< 0,1	67,5	1,8	—
EC 84	2	0,25	125	16	—
EC 92	2,5	0,25	250	7,6	—
EC 94	2,5	0,5	100	20	—
ECC 88	1,5	0,2	100	8	—
ECC 91	3,5	0,1	250	8,5	50
SD 1 A	2	0,4	150		40
RL 2, 4T1	1,5	0,2	150		50
LD 1	5	0,3	200	10	22
955	1,5	0,5	180	7	40

Tafel 2

Röhren für Frequenzen über 1000 MHz

	Na W	Na HF W	Ua V	Ia mA	cm
LD 11	80	2	400	15	8
LD 12	80	2	400	15	8
EC 560 } 2 C 40 }	6,5	0,5	250	20	9
EC 55	10	—	250	20	10
EC 56	10	—	180	30	6,5
EC 57	10	—	180	60	6,5

Tafel 3

Spulen für Rauschgenerator

Dr = 170 mm; 1,5 mm CuL über 6 mm ∅ — Dorn auf Drahtdurchmesser gespreizt

L = 145 MHz = 5 Wdg — 1 mm CuL — 10 mm ∅ (innen) auf Drahtdurchmesser gespreizt mit 15 mm langen Anschlußenden 435 MHz = 1 Wdg — 1 mm CuL — 10 mm ∅ (innen)

Literaturverzeichnis

1. — Amateurfunk, Berlin
2. ARRL, The Radio Amateur's Handbook
3. ARRL, QST
4. DARC, „Das DL-QTC"
5. — „funkamateur", Berlin
6. — „Die Funktechnik"
7. — Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Berlin
8. G. Megla, Dezimeterwellentechnik, Leipzig
9. G. Megla, Nachrichtenübertragung mittels sehr hoher Frequenzen, Leipzig
10. C. Rint, Lexikon der Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik, Berlin — München
11. Dr. Ing. Schröder, Elektrische Nachrichtentechnik, Berlin
12. H. Schweitzer, Dezimeterwellenpraxis
13. Telefunken, Röhren- und Halbleitermitteilungen

1. — 10. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1963

Lizenz-Nr. 5

Zeichnungen: Brigitta Westphal

Lektor: Wolfgang Seilenthin

Vorauskorrektor: Evelyn Lemke, Korrektor: Elfriede Sell

Hersteller: Jürgen Hecht

Gesamtherstellung: (204) VEB Graphische Werkstätten Berlin,
Werk I 10 3829

EVP: 1,90 DM



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG